Tijdschrift van het
Nederlands Radiogenootschap

DEEL 27 No. 6 1962

Topspanningsgelijkrichting als inschakelverschijnsel

door J. W. Alexander *)

Summary

Peak rectification of a sinusoidal voltage consists of periodical charging and discharging of the capacitor. The voltage on the capacitor during these two periods is calculated and the relation between the resulting mean rectified voltage and the charging and discharging time constants is given. For small charging time constant there is a minimum space of time for the charging current, which is nearly cosinusoidal in that case.

1. Inleiding

Bij de beschouwingen en berekeningen van topspanningsgelijkrichting wordt aangenomen dat de spanning over de condensator constant blijft en dat er gedurende een korte tijd een sinusvormige stroom loopt. Hierbij kan men dus niets te weten komen over de spanningsveranderingen op de condensator die overeenkomen met deze stroom. Dit sinusvormige verloop is een vrij willekeurige aanname, die bij topspanningsgelijkrichting nauwelijks benaderd wordt, zoals zal blijken.

Met het doel een gelijkspanning te verkrijgen die zo dicht mogelijk de topwaarde van een sinusvormige *EMK* benadert, wordt in het volgende een andere methode gebruikt, waarbij de spanningen en stromen berekend worden als gevolg van een periodiek in- en uitschakelen van de stroomkring.

2. Splitsing van de EMK bij opladen

Het schema wordt gegeven door fig. 1, waarin $E = E_m \sin \omega_1 t$,

*) Technische Hogeschool, Delft.

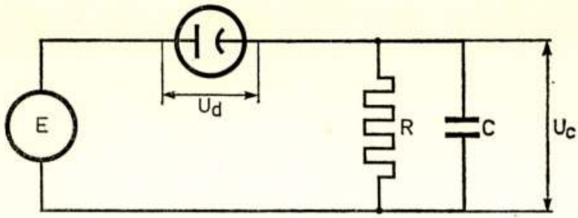


Fig.1

Gelijkrichterschakeling voor topdetectie.

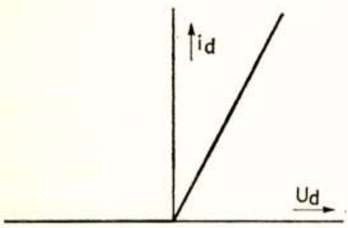


Fig.2

Lineaire gelijkrichterkarakteristiek.

welke *EMK* werkt op de serieschakeling van een impedantie van *R* parallel met *C* en een gelijkrichter, als diode voorgesteld, die alleen stroom doorlaat als er een positieve spanning aanwezig is tussen de anode en de kathode. Hierbij wordt als gebruikelijk een lineair verband

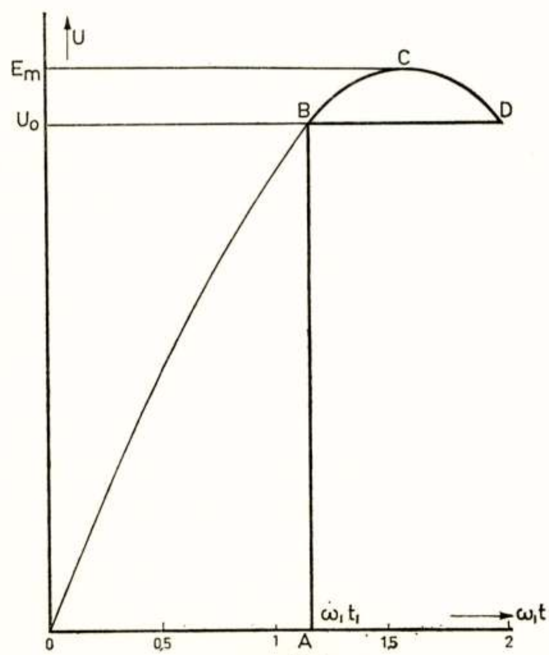


Fig.3

Opbouw van de EMK gedurende de laadperiode uit een spanningssprong AB en een gedeelte van een sinus BCD.

aangenomen tussen stroom en spanning (fig. 2) waarbij dus $i_d = s\,U_d$.

Er loopt alleen een gelijkrichterstroom als $E - U_c > 0$. Als U_c een positieve spanning is, kan dit alleen gedurende een deel van de positieve fase van E. Voor de rest van de periode is $i_d = 0$ en ontlaadt de condensator zich tot op het moment dat E weer gelijk is aan U_c. Wij kunnen dus de totale periode verdelen in twee delen: een laadgedeelte en een ontlaadgedeelte.

Het laadgedeelte begint bij $t = t_1$ (fig. 3). Op dit moment is $U_c = E_m \sin \omega_1 t_1 = U_0$ en begint de diode te geleiden. Op dit moment werkt op het circuit de EMK volgens $A - B - C - D$. Deze spanning wordt gevormd door een gelijkspanning $E_1 = A - B = U_0$, waarop gesuperponeerd een sinusvormige spanning $E_2 = B - C - D$ volgens de bovenste top van de oorspronkelijke sinus $E_m \sin \omega_1 t$. Het circuit waarop deze spanningen werken is weergegeven in fig. 4, waarin r voorstelt de weerstand van de gelijkrichter in geleidende toestand, dus $r = \frac{1}{s}$.

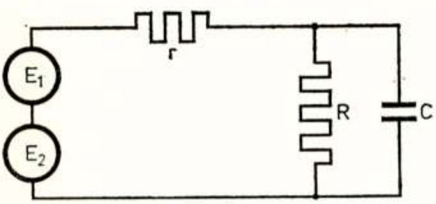


Fig. 4
Equivalentschema gedurende de laadperiode.

Volgens Thévenin is dit equivalent met de spanningsbronnen $E_1' = \frac{R}{R+r} E_1$ en $E_2' = \frac{R}{R+r} E_2$ met de serieweerstand $r' = \frac{rR}{r+R}$ en de condensator C.

De condensatorspanning U_c wordt hierdoor

$$U_c = E_1' \left(1 - e^{-\frac{t-t_1}{r'C}}\right) + U_0 e^{-\frac{t-t_1}{r'C}} + U_2$$

waarin U_2 de spanning voorstelt die het gevolg is van E_2'. De eerste twee spanningen tezamen zijn dus

$$E_1' + (U_0 - E_1') e^{-\frac{t-t_1}{r'C}} = \frac{R}{R+r} E_1 + \left(U_0 - \frac{RE_1}{R+r}\right) e^{-\frac{t-t_1}{r'C}}$$

$$= \frac{R}{R+r} U_0 + \frac{r}{R+r} U_0 e^{-\frac{t-t_1}{r'C}} \qquad \text{daar } E_1 = U_0 \qquad (1)$$

Het verloop van deze termen is dus volgens fig. 5, waarbij

na een bepaalde tijd U_c praktisch gelijk is aan $U_0 \frac{R}{R+r}$, hetgeen voor $r \ll R$ overgaat in U_0. Voorlopig veronderstellen we dat deze aanname gerechtvaardigd is, waarop wij later zullen terugkomen.

3. Inschakelen met een gedeelte van een sinusvormige EMK

Op de hiervoor genoemde waarde U_0 van de condensatorspanning wordt nu gesuperponeerd de spanning U_2 ten gevolge van de E_2'. Bij de berekening van deze spanning maken wij gebruik van de eigenschap van een sinus, dat bij benadering geldt dat voor een top van de sinus dit deel beschreven wordt door een andere sinus, waarvan nu de periode gelijk is aan het afgesneden stuk (zie fig. 6). Dus voor het gebied tussen t_1 en t_2 van $U_1 \sin \omega_1 t$ wordt de kromme beschreven door $U_2 \sin \omega_2 t$, waarbij $\omega_2 (t_2 - t_1) = \pi$.

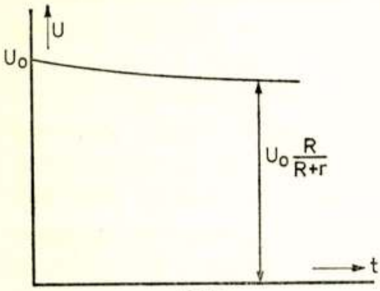


Fig.5

Spanningsverloop van de condensator tengevolge van de spanningssprong AB en de beginlading CU_0.

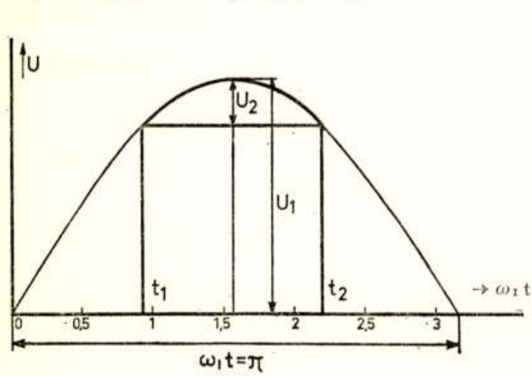


Fig.6

Het verband tussen de sinusvormige EMK en de sinus (met andere frequentie) die de top beschrijft.

Wij zullen nu nagaan hoe de condensatorspanning U_c verloopt als de condensator (zonder beginlading) ingeschakeld wordt op een spanning $U_m \sin \omega_2 t$, waarin dus $U_m = E_m - U_0$ en waarbij het tijdstip $t = 0$ ligt bij $t = t_1$ in fig. 6.

Voor deze spanning U_c is met behulp van operatorenrekening af te leiden:

$$U_2 = U_m \frac{1}{1 + \omega_2^2 \tau^2} \left(\omega_2 \tau e^{-\frac{t}{\tau}} - \omega_2 \tau \cos \omega_2 t + \sin \omega_2 t \right) \qquad (2)$$

waarin $\tau = r' C$.

Het laden van de condensator volgens (2) duurt niet tot t_2 (zie fig. 6) maar tot een kleinere tijd t_3 waarbij de condensatorspanning gelijk geworden is aan de *EMK*, wat het begin is van de daarop volgende periode van de ontlading. Voor de tijd t_3 geldt dus dat

$$U_m \sin \omega_2 t_3 = U_m \frac{1}{1 + \omega_2^2 \tau^2} (\omega_2 \tau e^{-\frac{t_3}{\tau}} - \omega_2 \tau \cos \omega_2 t_3 + \sin \omega_2 t_3)$$

Hieruit volgt:

$$e^{-\frac{t_3}{\tau}} = \omega_2 \tau \sin \omega_2 t_3 + \cos \omega_2 t_3 \qquad (3)$$

Gaan we nu na welke de maximale spanning is die U_2 bereikt, dan vinden we uit $\frac{dU_2}{dt} = 0$ de tijd t_m waarvoor dit plaatsvindt.

Dit levert:

$$e^{-\frac{t_m}{\tau}} = \omega_2 \tau \sin \omega_2 t_m + \cos \omega_2 t_m \qquad (4)$$

Een vergelijking van 3) met 4) leert dat op het moment t_3, waarop de lading ophoudt ook de condensator zijn maximale spanning bereikt en dat daar de raaklijn aan de spanningskromme horizontaal loopt.

Ook bij $t = 0$ loopt de raaklijn horizontaal, want voor $t \to 0$ gaat 2) over in:

$$U_m \omega_2 \tau \frac{t^2}{2 \tau^2}$$

De maximale waarde van U_2 volgt door eliminatie van de *e*-macht uit 3) in 2) voor $t = t_3$ en levert

$$U_m \sin \omega_2 t_3$$

De totale topwaarde U_t van de condensator is dus

$$U_t = U_0 + U_m \sin \omega_2 t_3 = U_0 + (E_m - U_0) \sin \omega_2 t_3 \qquad (5)$$

Deze spanning is des te groter naarmate $\sin \omega_2 t_3$ groter is en groter dan U_0, maar kleiner dan E_m.

4. Ontladen van de condensator

Na het tijdstip t_3 vindt geen opleiding meer plaats, want de

gelijkrichterspanning is daar $= 0$ geworden en de condensator zal zich gaan ontladen over de weerstand R, dus:

$$U_c = U_t e^{-\frac{t-t_3}{RC}}$$

Op het tijdstip $t = t_4$ is de waarde van deze afnemende spanning weer gedaald tot U_0, dus:

$$U_0 = U_t e^{-\frac{t_4-t_3}{RC}}$$

Hierna herhaalt zich het afwisselend spel van laden en ontladen. Nu kiezen we RC zo groot dat $\frac{t_4 - t_3}{RC} \ll 1$ dus:

$$U_0 = U_t\left(1 - \frac{t_4 - t_3}{RC}\right)$$

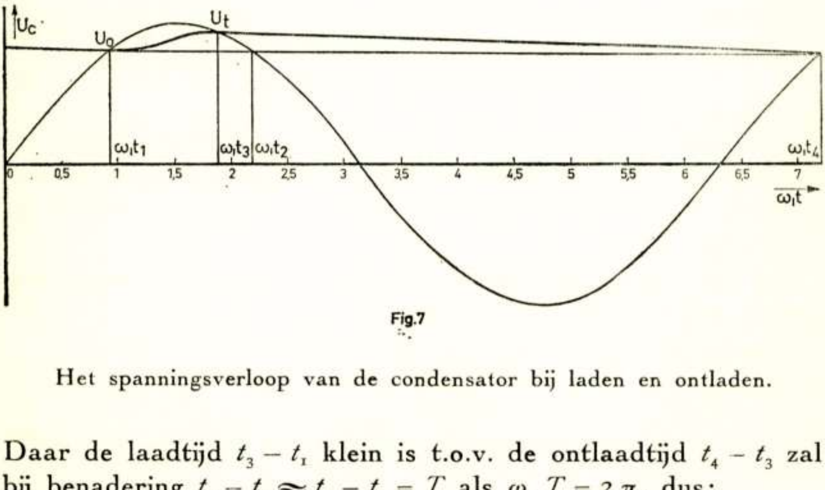


Fig.7

Het spanningsverloop van de condensator bij laden en ontladen.

Daar de laadtijd $t_3 - t_1$ klein is t.o.v. de ontlaadtijd $t_4 - t_3$ zal bij benadering $t_4 - t_3 \approx t_4 - t_1 = T$ als $\omega_1 T = 2\pi$, dus:

$$U_0 = U_t\left(1 - \frac{T}{RC}\right) = U_t(1 - \gamma) \qquad (6)$$

Het verloop van de condensatorspanning is nu globaal bekend en is weergegeven in fig. 7.

5. De gelijkspanning op de condensator

Daar bij benadering het verloop van U_c tussen t_4 en t_3 lineair is en de laadtijd klein is t.o.v. de ontlaadtijd, kan gesteld worden

voor de gemiddelde spanning over de totale periode, dus voor de gelijkspanning $U/\!/$:

$$U /\!/ \approx U_0 + \tfrac{1}{2}(U_t - U_0)$$

Substitutie van (6) hierin levert:

$$U/\!/ = U_t\left(1 - \frac{\gamma}{2}\right)$$

en tezamen met (5):

$$U/\!/ = \frac{1 - \frac{\gamma}{2}}{1 - \gamma + \frac{\gamma}{\sin \omega_2 t_3}} E_m \tag{7}$$

Daar de condensatorspanning alleen maar gelijk kan worden aan de laadspanning als deze zijn maximum gepasseerd heeft, kunnen we schrijven:

$$\omega_2 t_3 = \frac{\pi}{2} + \alpha$$

Hiermede gaat (3) over in:

$$e^{-\frac{\frac{\pi}{2}+\alpha}{\omega_2 \tau}} = \omega_2 \tau \cos \alpha - \sin \alpha \tag{8}$$

Bij een laadweerstand die nadert tot nul gaat dus τ naar nul en volgt uit (8) dat in dit geval $tg\,\alpha = \omega_2 \tau = \alpha$.

Hierbij wordt $\sin \omega_2 t_3 = \cos \alpha$, naderend tot één.

Dan wordt:

$$U/\!/ = \left(1 - \frac{\gamma}{2}\right) E_m \tag{9}$$

Bij toenemende laadweerstand zal α toenemen en daardoor de gelijkspanning afnemen tot:

$$U/\!/ = \frac{1 - \frac{\gamma}{2}}{1 - \lambda + \frac{\gamma}{\cos \alpha}} E_m = \frac{1 - \frac{\gamma}{2}}{N} E_m \tag{10}$$

Verder is

$$U_0 = \frac{1 - \gamma}{N} E_m \text{ en } U_t = \frac{1}{N} E_m \tag{11}$$

6. Bepaling van de gelijkspanning uit de gegevens van het circuit

De gelijkspanning $U/\!/$ op de condensator is nog niet direct bekend uit de gegevens van het circuit: R, r, C en de frequentie ω, daar α een functie is van de frequentie ω_2 die nog niet bekend is. Er bestaat echter nog een verband, nl. dat op het tijdstip t_3 de topwaarde U_t

$$U_t = E_m \sin \omega t_3 \tag{12}$$

Ook t_3 ligt voorbij de top van deze sinus, dus met invoering van β, zodanig dat

$$\omega t_3 = \frac{\pi}{2} + \beta \tag{13}$$

volgt $\sin \omega t_3 = \cos \beta$.

M.a.w. α gemeten langs de $\omega_2 t$ as is dezelfde lengte als β gemeten langs de ωt as, dus

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_2} \alpha \tag{14}$$

Volgens (11) t.m. (14) is dus

$$\frac{U_t}{E_m} = \frac{1}{1 - \gamma + \dfrac{\gamma}{\cos \alpha}} = \cos \beta = \cos \left(\frac{\omega}{\omega_2} \alpha \right) \tag{15}$$

Uit de vergelijkingen

$$e^{-\frac{\frac{\pi}{2} + \alpha}{\omega_2 \tau}} = \omega_2 \tau \cos \alpha - \sin \alpha \tag{8}$$

$$1 = \left(1 - \gamma + \frac{\gamma}{\cos \alpha} \right) \cos \left(\frac{\omega \tau}{\omega_2 \tau} \alpha \right) \tag{15}$$

$$\frac{U/\!/}{E_m} = \frac{1 - \dfrac{\gamma}{2}}{1 - \gamma + \dfrac{\gamma}{\cos \alpha}} \tag{10}$$

is $\dfrac{U/\!/}{E_m}$ te bepalen als functie van γ met $\omega \tau$ als parameter, of als functie van $\omega \tau$ met γ als parameter.

7. De laadstroom van de condensator

Deze stroom volgt direct uit (2) want $i_c = C \frac{d}{dt} U_2$, dus

$$i_c = \frac{U_m \omega_2 C}{1 + \omega_2^2 \tau^2} \left(- e^{-\frac{t}{\tau}} + \omega_2 \tau \sin \omega_2 t + \cos \omega_2 t \right) \qquad (16)$$

Voor $t = 0$ is dus $i_c = 0$ en voor $t = t_3$ is volgens (3) $i_c = 0$. Dit volgt ook direct uit het feit dat U_c voor $t = t_3$ een horizontale raaklijn heeft.

Voor $t = t_m$ tussen $t = 0$ en $t = t_3$ heeft i_c een maximum, waar $\frac{di_c}{dt} = 0$, dus voor

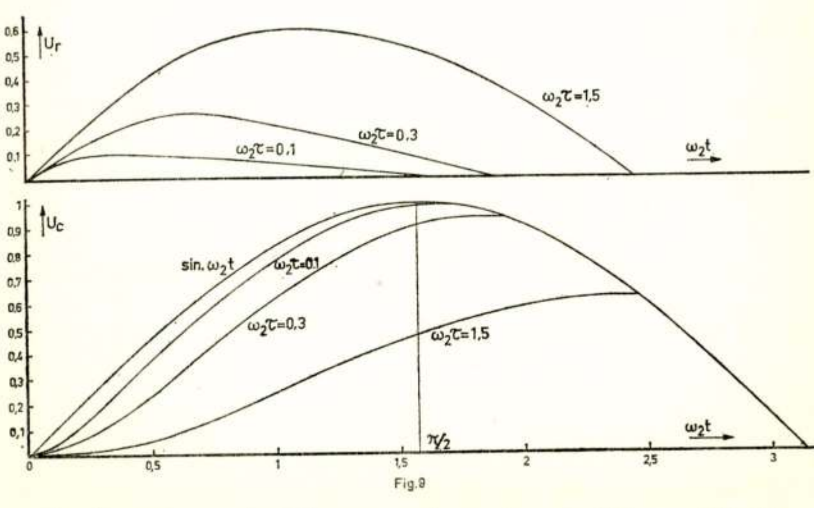
$$e^{-t_m/\tau} = \omega_2 \tau \sin \omega_2 t_m - \omega_2^2 \tau^2 \cos \omega_2 t_m \qquad (17)$$

Hiermee wordt de maximale stroom

$$i_{cm} = U_m \omega_2 C \cos \omega_2 t_m$$

De spanning op de laadweerstand U_r is gelijk aan het verschil tussen de *EMK* en de spanning U_c op de condensator en de vorm van de stroom wordt dus weergegeven door het verschil tussen de *EMK* en de U_c, waarbij $U_r = ir'$.

Voor verschillende waarden van $\omega_2 \tau$ zijn de condensatorspanningen en de stromen weergegeven door fig, 8.



Laadspanning en laadstroom van de condensator bij verschillende waarden van de laadtijdconstante.

8. De minimale oplaadtijd

Voor zeer kleine waarde van de laadtijdconstante τ volgt uit (2) dat voor τ naderend tot nul:

$$U_c = U_m \sin \omega_2 t$$

en uit (3) dat $\cos \omega_2 t_3 = 0$ of $\omega_2 t_3 = \frac{\pi}{2}$ of $\alpha = 0$ worden.

D.w.z. het laden gebeurt gedurende de eerste helft van de top van de sinus, heeft bij benadering de vorm van die sinus en bereikt dan in dit grensgeval ($\tau = 0$) de topwaarde U_m. Verder volgt uit (17) dat $t_m \approx \tau$ naderend tot nul en uit (16) dat

$$i_c \approx U_m \omega_2 C \cos \omega_2 t$$

voor $t > t_m$.

De laadstroom is in dit geval dus bij benadering (voor $t > t_m$) *cosinusvormig* en is 0 geworden op het tijdstip dat de *EMK* zijn maximum bereikt. In geen enkel geval is de laadtijd dus nul.

De minimale laadtijd en de daarmee overeenkomende maximale waarde voor de frequentie ω_2 is te bepalen uit (15) voor α naderend tot nul

$$1 = \left(1 - \gamma + \frac{\gamma}{1 - \frac{\alpha^2}{2}}\right)\left\{1 - \tfrac{1}{2}\left(\frac{\omega}{\omega_2}\alpha\right)^2\right\}$$

of

$$1 - \gamma\frac{\alpha^2}{2} = 1 - \tfrac{1}{2}\left(\frac{\omega}{\omega_2}\alpha\right)^2$$

waaruit

$$\omega_{2max} = \frac{\omega}{\sqrt{\gamma}} \tag{18}$$

Daar in dit grensgeval $\omega_2 (t_3 - t_1) = \frac{\pi}{2}$ is dus de minimale laadtijd bij de laadweerstand nul

$$t_{min} = \frac{\pi}{2\,\omega}\sqrt{\gamma}$$

9. Discussie van de resultaten

De gelijkspanning $U_{//}$ is dus afhankelijk, zowel van de ont-

laadtijdconstante $RC = \frac{T}{\gamma}$ als van de laadtijdconstante $\tau = r' C = \frac{r RC}{r + R}$. Uit de gegeven betrekkingen (8), (10) en (15) is b.v. af te leiden dat, voor bepaalde waarden van γ en $\omega \tau$, de $U//$ de volgende waarde verkrijgt:

γ	$\omega \tau$	$\frac{U//}{E_m}$
0,05	0	0,975
0,05	0,41	0,95
0,05	1,4	0,9
0,1	0	0,95
0,1	0,61	0,9

Bij de voorgaande berekeningen is aangenomen dat $\frac{r}{R} << 1$ (zie § 2).
Nu is

$$\frac{r}{R} = \frac{rC}{RC} = \left(1 + \frac{r}{R}\right) r' C \cdot \frac{1}{RC} = \left(1 + \frac{r}{R}\right) \tau \frac{\gamma \omega}{2 \pi} \approx \frac{\tau \gamma \omega}{2 \pi}$$

Voor de gegeven voorbeelden volgen hieruit voor $\frac{r}{R}$ respectievelijk de waarden

$$0,\ 0{,}34\%,\ 1{,}1\%,\ 0,\ 0{,}97\%$$

Hieruit blijkt dus dat de verwaarlozing van r t.o.v. R, voor zover γ en $\omega \tau$ niet te groot worden, gerechtvaardigd is.

Hier zij opgemerkt dat $r << R$ niet betekent dat de condensatorspanning bij laden de sinusvorm van de EMK gaat volgen tot aan de top want hiertoe moet $\omega_2 \tau^2 << 1$ volgens (2). Daar ω_2 een maximale waarde heeft volgens (18) zal dit wel het geval zijn, mits $\omega \tau << \sqrt{\gamma}$ of $\frac{r}{R} << \frac{\gamma \sqrt{\gamma}}{2 \pi}$.

Voor b.v. $\gamma = 0{,}05$ betekent dit dat $\frac{r}{R} << 1{,}8\ 10^{-3}$.

Manuscript ontvangen 22 juni 1962.

Het vermenigvuldigen van een gegeven frequentie met een rationaal getal

door J. H. Kleijnjan *)

Summary

This paper describes a method to design frequency changing circuits, using only three different basic circuits.

These basic circuits will be described in the introductory paragraphs. The principle of the "regenerative modulator" is of prime importance in this conception.

1. Inleiding

In verschillende takken van de moderne telecommunicatie-techniek is het gebruikelijk meerdere frequenties af te leiden van één stamoscillator. Een gangbare methode is de toepassing van een harmonischen-generator die, via frequentiedelers, door de stamoscillator wordt gestuurd.

De grondfrequentie van de harmonischen-generator wordt dan zodanig gekozen dat de op te wekken frequenties harmonischen zijn van deze grondfrequentie. Met behulp van filters kunnen nu de gewenste frequenties uit het signaal van de harmonischen-generator worden gezeefd.

Deze methode heeft verschillende bezwaren o.a.:

1. Hoge frequenties (hoog in vergelijking met de grondfrequenties van de harmonischen-generator) stellen hoge eisen aan de benodigde filters, omdat de relatieve bandbreedte van deze filters omgekeerd evenredig met de frequentie afneemt.
2. De amplitude en fase van de gewenste signalen worden door de geringste wijziging in de golfvorm van het signaal van de harmonischen-generator beïnvloed.

In het nu volgende wordt een methode beschreven waarmede het mogelijk is frequentie omzettende schakelingen te ontwerpen. Deze schakelingen zullen worden opgebouwd uit „bouwstenen" of basisschakelingen die vooraf zullen worden behandeld. Onder deze „bouwsteen schakelingen" neemt de teruggekoppelde modulator (regenerative modulator) een belangrijke plaats in.

---

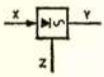
*) Ned. Standard Electric Mij N.V.

Enkele eigenschappen van de te behandelen schakelingen zijn:

1. De uitgangssignalen zijn in principe sinusvormig zodat met eenvoudige filters kan worden volstaan om de gewenste frequenties „schoon" te maken.
2. De amplitude van het uitgangssignaal is recht evenredig met de voedingsspanning en onafhankelijk van het niveau van het ingangssignaal. De fase van het uitgangssignaal is slechts afhankelijk van frequentie en fase van het ingangssignaal.

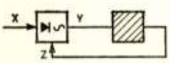
2. De basisschakelingen of bouwstenen

2.1. Figuur 1 toont de *modulator*. De symbolen voor in- en uitgangssignalen hebben uitsluitend betrekking op de frequentie.


Fig. 1

Voor de modulator geldt:
Wanneer $x > z$ dan is $y = x + z$ of $y = x - z$.
Wanneer $x < z$ dan is $y = z + x$ of $y = z - x$.
(resp. boven- en onderzijband).

2.2. De *teruggekoppelde modulator* ontstaat uit de modulator van fig. 1 wanneer het z signaal wordt afgeleid van het y signaal.


Fig. 2

Er zijn verschillende methoden om dit te bereiken, waarvan er slechts één een stabiele werking oplevert d.w.z. wanneer z een kleine stijging of daling in frequentie zou vertonen wordt deze afwijking gecorrigeerd doordat y in tegengestelde richting verandert.

De genoemde mogelijkheden zijn:

1) $x > z$ en $y = x + z$, indien nu z daalt in frequentie dan daalt y
2) $x > z$ en $y = x - z$, indien nu z daalt in frequentie *dan stijgt* y
3) $x < z$ en $y = z + x$, indien nu z daalt in frequentie dan daalt y
4) $x < z$ en $y = z - x$, indien nu z daalt in frequentie dan daalt y

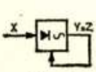
Uit het voorgaande volgt dat alleen 2) de gewenste stabiele werking oplevert. Er moet dus worden voldaan aan:

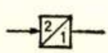
$$x > z \tag{1}$$

$$y = x - z \tag{2}$$

2.3. De 2 : 1 *frequentiedeler* is een teruggekoppelde modulator waarvoor geldt: $y = z$ zodat uit formule (2) volgt:

$y = x - y$ of $\frac{x}{y} = 2$. De 2 : 1 frequentiedeler kan symbolisch worden aangegeven als in fig. 3, of eenvoudiger nog als in fig. 4.


Fig. 3


Fig. 4

2.4. De *frequentie verdubbelaar* is een schakeling welke een niet lineair element bevat (b.v. een in klasse B ingestelde versterker) waarbij het uitgangssignaal wordt verkregen door uitfiltering van de 2e harmonische van het sturende signaal.

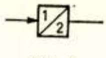


Fig 5

Deze schakeling wordt symbolisch aangegeven als in fig. 5.

3. Uitvoeringsvormen van de basisschakelingen of „bouwstenen"

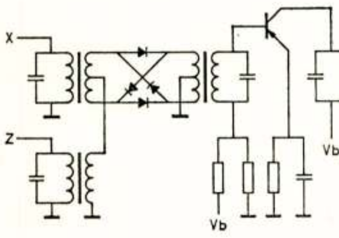


Fig. 6

3.1. De *modulator* kan worden uitgevoerd als ringmodulator. Daar de mogelijkheid aanwezig moet zijn om verschillende modulatoren in cascade te schakelen, is er per modulatoreenheid een versterker nodig. De schakeling van deze modulatoreenheid wordt getoond in fig. 6.

Bij toepassing van deze schakeling zijn per diodemodulator-„bouwsteen" twee afgestemde kringen nodig. (De x- en z-kringen kunnen worden geacht deel uit te maken van voorgaande eenheden). Wanneer nu diodemodulator en versterker worden vervangen door een schakeling waarin deze functies worden gecombineerd dan kan per modulator eenheid met slechts één afgestemde kring worden volstaan. De schakeling van deze „versterkende modulator wordt getoond in fig. 7.

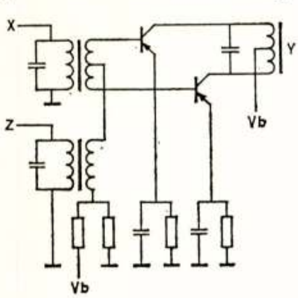


Fig. 7

De werking van deze schakeling is als volgt: De x-ingangskring, de beide transistors en de y-uitgangskring vormen een normale in klasse A ingestelde balansversterker. Het niveau van het x-signaal is juist voldoende om deze versterker volledig uit te sturen. Het z-signaal is dermate hoog dat steeds gedurende een halve periode, beide transistors geheel worden overstuurd, zodat gedurende deze halve periode van versterking van het x-signaal niets terecht komt. Gedurende de andere halve periode van het z-signaal vindt wél versterking plaats, daar de spanning van de z-wikkeling niet voldoende is om de transistors te blokkeren. Het x-signaal wordt dus afhankelijk van de polariteit van het

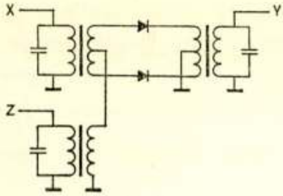


Fig. 8

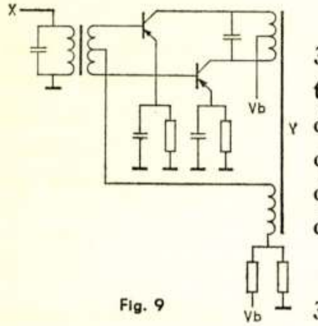


Fig. 9

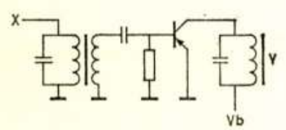


Fig. 10

z-signaal periodiek onderbroken terwijl tevens versterking plaats vindt. Dat in deze schakeling modulatie optreedt, blijkt bij vergelijking met de enkel-gebalanceerde seriemodulator (fig. 8), waar ook het x-signaal in het ritme van het z-signaal wordt onderbroken.

3.2. Voor de teruggekoppelde modulator worden eveneens de in 3.1 behandelde schakelingen toegepast. Fig. 9 toont de schakeling van een 2 : 1 frequentiedeler, die is afgeleid van de versterkende modulator van fig. 7.

3.3. De frequentie-verdubbelaar is eenvoudig te verwezenlijken met een in klasse B ingestelde transistorversterker waarbij de collectorkring is afgestemd op de 2e harmonische van het sturende signaal. Fig. 10 toont deze schakeling.

4. Het starten van de teruggekoppelde modulator

4.1. In het algemeen zal de schakeling van fig. 2 niet spontaan in werking treden wanneer ingangssignaal en voedingsspanning worden aangesloten. Dit al of niet spontaan in werking treden is afhankelijk van de schakeling welke in de terugkoppelweg is opgenomen.

Alleen de eenvoudigste teruggekoppelde modulator nl. de 2 : 1 frequentiedeler (fig. 9) zal uit zich zelf starten. Deze schakeling kan nl. „op de ruis aanlopen" juist zoals een normale oscillator. Een verschil met de oscillator is echter dat de 2 : 1 frequentiedeler een ingangssignaal nodig heeft om te kunnen functioneren.

Wordt echter een 2 : 1 frequentiedeler opgenomen in de terugkoppelweg van een andere teruggekoppelde modulator dan zouden beide schakelingen tegelijkertijd „op de ruis moeten aanlopen", hetgeen niet mogelijk is. Ook het opnemen van een frequentieverdubbelaar in de terugkoppelweg maakt een startinrichting noodzakelijk. De frequentieverdubbeling berust immers op vervorming die wordt verkregen door oversturing. Voor kleine

signalen werkt de frequentieverdubbelaar niet, en maakt het de schakeling als geheel onmogelijk om „op de ruis aan te lopen".

Het starten kan plaatsvinden door:

1. Het injecteren van „startimpulsen".
2. Het tijdelijk invoeren van een sinusvormig signaal met ongeveer de juiste frequentie.

Dit injecteren of invoeren kan gebeuren op een willekeurige plaats in de terugkoppelweg.

Het startproces is te volgen aan de hand van fig. 11 (een 5 : 1 frequentiedeler). Het startsignaal *s* doet schakeling *c* het *z*-signaal opwekken, wanneer het *x*-signaal aanwezig is ontstaat in *A* het *y*-signaal, waarna *B* weer het *s*-signaal opwekt en de schakeling functioneert.

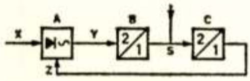


Fig. 11

4.2. *Een automatisch werkende startinrichting*

Een startinrichting die door de te starten schakeling zelf wordt bediend, wordt „automatisch" genoemd.

Een dergelijke inrichting is eenvoudig aan te brengen op de schakeling van fig. 7 en wordt getoond in fig. 12.

De werking is als volgt te verklaren:

Bij nadere beschouwing van fig. 12 blijkt dat het teruggevoerde *z*-signaal op transistor *A* werkt als tegenkoppeling en op transistor *B* als meekoppeling. Zolang beide transistors in de schakeling zijn opgenomen is deze „stil".

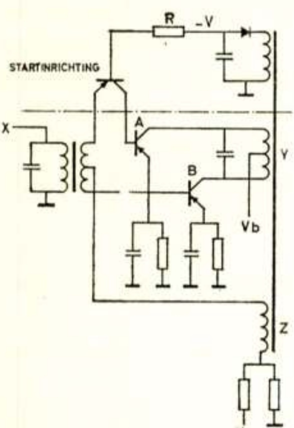
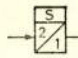


Fig. 12

Wanneer echter het basiscircuit van transistor *A* wordt onderbroken zal de schakeling op transistor *B* gaan oscilleren met een frequentie bepaald door de afstemming van de collectorkring.

Van deze eigenschap wordt gebruik gemaakt door het aanbrengen van een schakelaar, die de basisleiding van transistor *A* onderbreekt en slechts dan doorverbindt wanneer een collectorsignaal aanwezig is. De startinrichting getoond in fig. 12 voldoet aan deze eisen. Een transistor opgenomen in het basiscircuit van transistor *A* wordt gestuurd door een gelijkspanning welke wordt ontwikkeld door het collectorsignaal. De ontwikkelde gelijkspanning is iets hoger dan de voedingsspanning.


Fig. 13

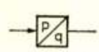
De 2 : 1 frequentiedeler met automatische startinrichting wordt symbolisch aangegeven in fig. 13.

Deze voorziening is dus alleen noodzakelijk wanneer de 2 : 1 frequentiedeler in een terugkoppellus is opgenomen. Een bezwaar van deze startinrichting is dat de 2 : 1 frequentiedeler waarop ze is aangebracht, ook bij het ontbreken van een ingangssignaal, een signaal afgeeft.

Hierom verdient het aanbrengen van de startinrichting op de laatste 2 : 1 frequentiedeler van de terugkoppellus altijd de voorkeur.

5. Het vermenigvuldigen van een gegeven frequentie met een rationaal getal, gebruik makend van de behandelde „bouwstenen"

5.1. Het vermenigvuldigen van een frequentie met een rationaal getal betekent dat de verhouding van sturende frequentie en gewenste frequentie het quotient is van twee gehele getallen respectievelijk p en q. De gezochte schakeling is nu ook op te vatten als een schakeling die frequentie p omzet in frequentie q ($p \rightarrow q$), ze wordt symbolisch aangegeven in fig. 14.


Fig. 14

Om de schakeling te vinden die de gewenste frequentieomzetting realiseert, maakt men gebruik van drie, hierna te behandelen, methoden waarmee de breuk $\frac{q}{p}$ respectievelijk $\frac{p}{q}$ kan worden omgezet in een produkt, som of verschil van eenvoudiger breuken, d.w.z. eenvoudiger frequentie omzettingen.

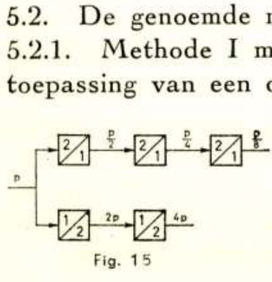
Dit proces wordt herhaald tot alle omzettingen zijn teruggebracht tot de omzettingen $\frac{q}{p} = 2$ en $\frac{q}{p} = \frac{1}{2}$, die kunnen worden verwezenlijkt door resp. de frequentieverdubbelaar en de 2 : 1 frequentiedeler.

5.2. De genoemde methoden zijn:

5.2.1. Methode I maakt *breuksplitsing* mogelijk en berust op toepassing van een of meerdere *modulatoren*.

Deze methode is nog te splitsen in:

Methode Ia: Het p-signaal wordt gestuurd in een keten 2 : 1 frequentiedelers en/of een keten frequentieverdubbelaars (zie fig. 15). Er komen dan signalen beschik-


Fig. 15

baar met de frequentie $2^n.p$. (waarin n een geheel getal voorstelt). q is nu m.b.v. modulatoren samen te stellen als som en/of verschil van deze frequentie, zodat

$$\frac{q}{p} = C_n . 2^n \pm \ldots . \pm c_1 . 2 \pm c_0 \pm c_{-1} . \frac{1}{2} \pm \ldots . \pm c_{-m} \frac{1}{2^m} \qquad (3)$$

In deze vorm kan c de waarden: -1, 0 en $+1$ aannemen.

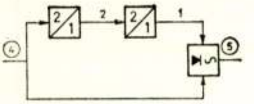


Fig. 16

Een eenvoudig voorbeeld:

de omzetting $4 \rightarrow 5 : \frac{q}{p} = \frac{5}{4} = 1 + \frac{1}{4} = 1 + \frac{1}{2^2}$

De gerealiseerde schakeling toont fig. 16.

Methode Ib: De breuk $\frac{q}{p}$ wordt gesplitst in twee of meer breuken die daarna m.b.v. de andere methoden worden vereenvoudigd.

$$\frac{q}{p} = \frac{q'}{p'} \pm \frac{q''}{p''} \pm \ldots . \qquad (4)$$

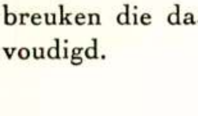


Fig. 17

Een eenvoudig voorbeeld: de omzetting $6 \rightarrow 5$.

$$\frac{q}{p} = \frac{5}{6} = \frac{2}{6} + \frac{3}{6} = \frac{1}{3} + \frac{1}{2}$$

De eerste term (de omzetting $3 \rightarrow 1$) wordt verder opgelost m.b.v. methode II. De schakeling, waarin dus nog een verder te splitsen gedeelte voorkomt, wordt getoond in fig. 17.

5.2.2. *Methode II*: berust op toepassing van een *teruggekoppelde modulator*, die nogmaals is afgebeeld in fig. 18. In de terugkoppelweg zijn twee nog onbekende blokken opgenomen die resp. p' in q' en p'' in q'' omzetten. Voor nevenstaande schakeling geldt volgens formule (2): $p = \frac{p'}{q'} . q + \frac{q''}{p''} . q$, waarna

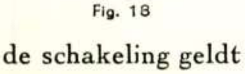


Fig. 18

$$\frac{p}{q} = \frac{p'}{q'} + \frac{q''}{p''} \text{ of } \frac{p}{q} = \frac{1}{\frac{q'}{p'}} + \frac{q''}{p''} \qquad (5)$$

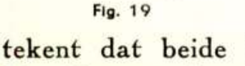


Fig. 19

Een eenvoudig voorbeeld: de omzetting $5 \rightarrow 2$.

$\frac{p}{q} = \frac{5}{2} = 2 + \frac{1}{2} = \frac{1}{\frac{1}{2}} + \frac{1}{2}$; deze vorm betekent dat beide blokken een $2:1$ frequentiedeler bevatten. Fig. 19 toont de schakeling.

5.2.3. *Methode III* maakt „*ontbinden in factoren*” mogelijk en berust op de *cascadeschakeling* van twee of meer circuits.

De breuk $\frac{q}{p}$ wordt als volgt ontbonden: $\frac{q}{p} = \frac{q'}{p'} \cdot \frac{q''}{p''}$ (6)

Dit wordt bereikt door de cascadeschakeling van twee circuits die resp. p' in q' en p'' in q'' omzetten (zie fig. 20).

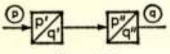


Fig. 20

Een eenvoudig voorbeeld: de omzetting $15 \to 8$. $\frac{q}{p} = \frac{8}{15} = \frac{2 \cdot 4}{3 \cdot 5} = \frac{2}{3} \cdot \frac{4}{5}$; de omzettingen $5 \to 4$ en $3 \to 2$ worden opgelost met gebruikmaking van methode II.

6. Voorbeelden

6.1. Voor sommige frequentie omzettingen zijn meerdere oplossingen mogelijk. Dit wordt geïllustreerd aan de hand van de omzetting $15 \to 8$.

6.1.1. 1e oplossing voor de omzetting $15 \to 8$.

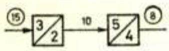


Fig. 21

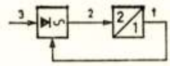


Fig. 22

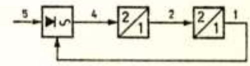


Fig. 23

$15 \to 8$ m.b.v. methode III: $\frac{q}{p} = \frac{8}{15} = \frac{2}{3} \cdot \frac{4}{5}$ (fig. 21)

$3 \to 2$ m.b.v. methode II: $\frac{p}{q} = \frac{3}{2} = 1 + \frac{1}{2}$ (fig. 22)

$5 \to 4$ m.b.v. methode II: $\frac{p}{q} = \frac{5}{4} = 1 + \frac{1}{4}$ (fig. 23)

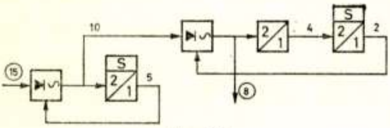


Fig. 24

De gehele schakeling, voorzien van automatische startinrichtingen wordt getoond in fig. 24. Het is ook mogelijk deze schakeling te starten door op overeenkomstige plaatsen een startsignaal van buiten af in te voeren.

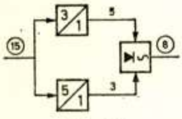


Fig. 25

6.1.2. 2e oplossing voor de omzetting $15 \to 8$.

$15 \to 8$ m.b.v. methode Ib: $\frac{q}{p} = \frac{8}{15} = \frac{5}{15} + \frac{3}{15} = \frac{1}{3} + \frac{1}{5}$ (fig. 25)

$3 \to 1$ m.b.v. methode II: $\frac{p}{q} = \frac{3}{1} = 2 + 1 = \frac{1}{\frac{1}{2}} + 1$ (fig. 22)

$5 \to 1$ m.b.v. methode II: $\frac{p}{q} = \frac{5}{1} = 4 + 1 = \frac{1}{\frac{1}{4}} + 1$ (fig. 23)

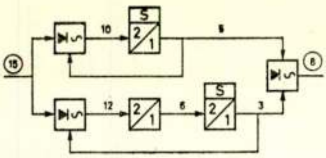


Fig. 26

Fig. 26 toont de gehele schakeling, voorzien van automatische startinrichtingen. Een bezwaar van deze schakeling is dat bij het ontbreken van een ingangssignaal, de startinrichtingen toch een uitgaand signaal opwekken.

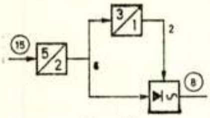


Fig. 27

6.1.3. 3e oplossing voor de omzetting $15 \to 8$.
$15 \to 8$ m.b.v. methode Ib en III:

$$\frac{q}{p} = \frac{8}{15} = \frac{6}{15} + \frac{2}{15} = \frac{2}{5} + \frac{2}{15} = \frac{2}{5}\left(1 + \frac{1}{3}\right) \text{ (fig. 27)}$$

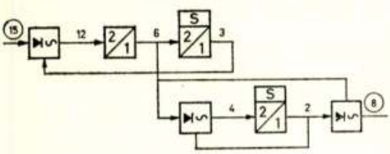


Fig. 28

De omzettingen $5 \to 2$ en $3 \to 1$ werden reeds eerder opgelost. Fig. 28 toont de gehele schakeling, voorzien van automatische startinrichtingen.

6.1.4. 4e oplossing voor de omzetting $15 \to 8$.

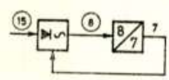


Fig. 29

$15 \to 8$ m.b.v. methode II:

$$\frac{p}{q} = \frac{15}{8} = 1 + \frac{7}{8} \quad \text{(fig. 29)}$$

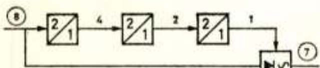


Fig. 30

$8 \to 7$ m.b.v. methode Ia:

$$\frac{q}{p} = \frac{7}{8} = 1 - \frac{1}{8} = 1 - \frac{1}{2^3} \text{ (fig. 30)}$$

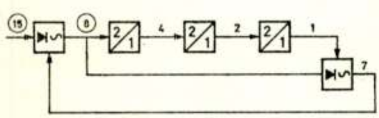


Fig. 31

Fig. 31 toont de gehele schakeling. Het is niet mogelijk deze schakeling te starten met de eerder genoemde automatische startinrichtingen zodat een startsignaal van buiten af moet worden ingevoerd.

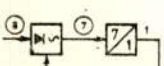


Fig. 32

6.1.5. 5e oplossing voor de omzetting $15 \to 8$.
$15 \to 8$ m.b.v. methode II:

$$\frac{p}{q} = \frac{15}{8} = 1 + \frac{7}{8} \quad \text{(fig. 29)}$$

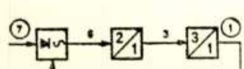


Fig. 33

$8 \to 7$ m.b.v. methode II:

$$\frac{p}{q} = \frac{8}{7} = 1 + \frac{1}{7} \quad \text{(fig. 32)}$$

$7 \rightarrow 1$ m.b.v. methode II en III:

$$\frac{p}{q} = \frac{7}{1} = 6 + 1 = 2 \,.\, 3 + 1 = \frac{1}{\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{3}} + 1 \qquad \text{(fig. 33)}$$

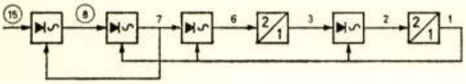


Fig. 34

Fig. 34 toont de gehele schakeling. Ook deze schakeling moet van buiten af worden gestart.

6.1.6. Conclusie: Van deze vijf oplossingen voor de frequentie omzetting $15 \rightarrow 8$ is de eerste de meest elegante: Ze bevat slechts 5 „bouwstenen" terwijl de frequenties op de modulatoren niet meer van elkaar verschillen dan in een verhouding $1 : 5$. Deze verhouding is belangrijk daar bij grotere verhouding de boven- en onderzijband dichter bij elkaar komen te liggen, waardoor de eisen waaraan de kringen moeten voldoen, zwaarder zullen worden.

6.2. Tot slot een voorbeeld met iets lastiger frequenties. Om aan te tonen dat deze frequenties niet worden uitgezocht, kiezen we de draaggolffrequenties van Hilversum I en II resp. 1007 en 746 kHz (1007 is een priemgetal, terwijl 746 is te ontbinden in $2 \,.\, 373$).

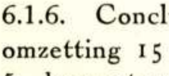


Fig. 35

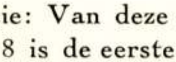


Fig. 36

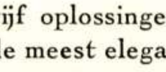


Fig. 37

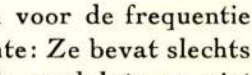


Fig. 38

Een mogelijke oplossing voor de omzetting $1007 \rightarrow 746$ is de volgende:

$1007 \rightarrow 746$ m.b.v. methode II : $\dfrac{p}{q} = \dfrac{1007}{746} = 1 + \dfrac{261}{746}$ (fig. 35)

$746 \rightarrow 261$ m.b.v. methode III: $\dfrac{q}{p} = \dfrac{261}{746} = \dfrac{3}{2} \cdot \dfrac{87}{373}$ (fig. 36)

$2 \rightarrow 3$ m.b.v. methode Ia : $\dfrac{q}{p} = \dfrac{3}{2} = 1 + \dfrac{1}{2}$ (fig. 37)

$373 \rightarrow 87$ m.b.v. methode II : $\dfrac{p}{q} = \dfrac{373}{87} = 4 + \dfrac{25}{87} = \dfrac{1}{\frac{1}{2^2}} + \dfrac{25}{87}$ (fig. 38)

$87 \rightarrow 25$ m.b.v. methode II : $\dfrac{p}{q} = \dfrac{87}{25} = 3 + \dfrac{12}{25} = \dfrac{1}{\frac{1}{3}} + \dfrac{12}{25}$ (fig. 39)

De omzetting $3 \rightarrow 1$ werd reeds eerder opgelost.

$25 \rightarrow 12$ m.b.v. methode III: $\frac{q}{p} = \frac{12}{25} = \frac{3}{5} \cdot \frac{4}{5}$ (fig. 40)

De omzetting $5 \rightarrow 4$ werd reeds eerder opgelost.

$5 \rightarrow 3$ m.b.v. methode Ib : $\frac{q}{p} = \frac{3}{5} = \frac{2}{5} + \frac{1}{5}$ (fig. 41)

De omzettingen $5 \rightarrow 2$ en $5 \rightarrow 1$ kunnen in één schakeling worden gerealiseerd (fig. 23).

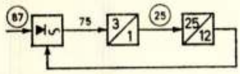


Fig. 39

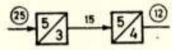


Fig. 40

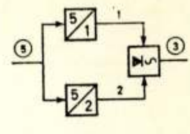


Fig. 41

Door het combineren van bovenstaande frequentie omzettingen vindt men de gehele schakeling die wordt weergegeven in fig. 42. In deze figuur zijn ook de benodigde automatische startinrichtingen aangegeven.

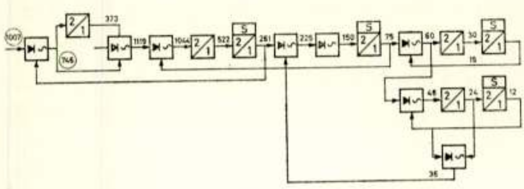


Fig. 42

Manuscript ontvangen 23 mei 1962.

Straalverbindingen in ruw bergterrein

door J. W. A. v. d. Scheer *)

Summary

When VHF radio-links in mountainous regions are being calculated, reflection and attenuation due to obstacles are to be taken into account.

For reception in the shade of a mountain-ridge the transmission attenuation is always at least 6 dB greater than the free-space attenuation.

A calculation shows that if propagation is to take place over great distances, the presence of a mountain-ridge between transmitter and receiver can yield gain as compared with the case when there is a spherical, smooth earth's surface between them.

After a theoretical discussion of the reflection and diffraction of radio waves, the author calculates the transmission loss of 2 routes. When the measurements are worked out it appears that there is a reasonable conformity with the theory.

However, an accurate forecast is impossible because of the many reflections occurring in practice. It remains essential that the most favourable position of the receiving and the transmitting antenna should be determined by means of field-strength measurements.

1. Inleiding

Ofschoon in Nederland van een studie over straalverbindingen in bergterrein weinig profijt getrokken zal worden, is het vestigen van de aandacht op het phenomeen van de buiging van radiogolven over scherpe obstakels van algemeen belang.

In een land als Nieuw-Guinea, waar het terrein zeer geaccidenteerd is en waar weinig wegen zijn, is het maken van een kabel of luchtlijnroute een zeer kostbare en soms zelfs onmogelijke taak. Ook al zou een telefoonlijn dwars door het oerwoud worden getrokken, dan nog zou het onderhoud voor grote afstanden onuitvoerbaar zijn.

Radioverbindingen zijn hier een noodzaak, maar aangezien de dorpen als regel in de dalen gelegen zijn, is een V.H.F.-zichtverbinding uitgesloten. Het plaatsen van relaisstations op bergtoppen lijkt op het eerste gezicht een prima oplossing. Dit zou

*) Voormalig Hoofd Telecommunicatie van de PTT in Nieuw-Guinea.

in een geciviliseerd land zeker opgaan, maar wanneer we bedenken dat er geen weg naar de met oerwoud bedekte bergtop leidt, er geen mensen wonen en natuurlijk geen elektriciteitsvoorziening is, dan ziet men wel in dat dit slechts met grote financiële offers te realiseren is.

Het gebruik van H.F.-amplitudegemoduleerde radioverbindingen ligt het meest voor de hand. Aansluiting op een lokaal telefoonnet brengt echter veel moeilijkheden met zich mee. Bij een steeds grotere uitbreiding van de telefoonnetten en invoering van de automatisering, wordt het gebruik van V.H.F.-frequentiegemoduleerde verbindingen een noodzaak.

Nu is gebleken, dat op plaatsen waar men geen direct zicht met de zenders had, toch ontvangst mogelijk was.

Zo werd door Houtsmuller het zogenaamde „knife edge effect" in de buurt van gebouwen waargenomen en door hem beschreven als „Jericho-effect" [1]. In de praktijk blijkt de buiging in het algemeen gepaard te gaan met reflecties, terwijl scheiding van beide effecten meestal niet mogelijk is. Brengt men beide verschijnselen in rekening dan kan een redelijke overeenstemming met de theorie worden verkregen.

Bij het buigingseffect komt het er eigenlijk op neer, dat in de schaduw van een obstakel toch nog ontvangst plaats kan vinden. Men moet dit niet verwarren met het verstrooiingseffect [2]. Bij de buiging zijn er nl. in het medium waarin de golven zich voortplanten in het geheel geen discontinuïteiten in het spel, dus ook in vacuum, een isotroop (homogeen) medium, zal in de schaduw van een obstakel een signaal aanwezig zijn.

2. Theoretische grondslagen

2.1. *Reflectie*

Indien we aannemen dat een zender te Z, zoals aangegeven in fig. 1, boven een vlakke aarde een horizontaal gepolariseerde golf uitzendt, dan is de veldsterkte te O de geometrische som van de veldsterkten van de directe en gereflecteerde straal. Op de plaats van ontvangst zal de directe straal een fazeverschil met het veld van de gereflecteerde straal hebben, welk fazeverschil veroorzaakt wordt door het verschil in weglengte van de directe en gereflecteerde straal en door de fazehoek van de reflectiecoëfficiënt. In het beschouwde frequentiegebied kunnen we bij horizontale polarisatie aannemen dat de reflectiecoëfficiënt

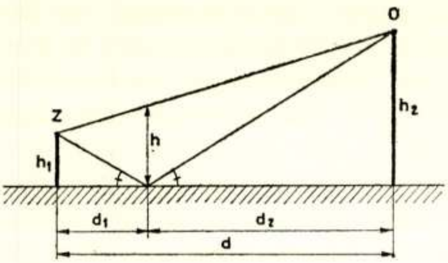


Fig. 1.
Directe en gereflecteerde straal bij een vlakke aarde, zonder breking door de atmosfeer.

gelijk -1 is. Dit betekent dat er geen verzwakking van de gereflecteerde straal optreedt, echter wel een fazesprong van 180°.

Uit het bovenstaande volgt, dat het fazeverschil tussen de beide te O ontvangen signalen: $\psi + 180$ graden zal bedragen. Een eenvoudige berekening leert, dat met grote benadering de fazehoek ψ uitgedrukt in de hoogten h_1 en h_2 van zend- en ontvangantenne en de afstand d, zoals aangegeven in fig. 1 gelijk is aan:

$$\psi = \frac{4\,\pi\,h_1\,h_2}{\lambda\,d} \tag{1}$$

Indien we aannemen dat de veldsterkte te O bij propagatie in een vrije ruimte, E_0 bedraagt en in werkelijkheid E_r is, dan kan men algemeen stellen $E_r = f\,E_0$. Indien bij reflectie de beide stralen te O ruimtelijk slechts een zeer kleine hoek met elkaar maken, wordt de resulterende veldsterkte E_r op de plaats van ontvangst

$$E_r = E_0 f_r = 2\,E_0 \sin\frac{\psi}{2} \tag{2}$$

Zoals uit bovenstaande formule is op te maken, kan de reflectiefactor f_r afhankelijk van de grootte van het wegverschil tussen directe en indirecte straal, tussen 2 en 0 liggen. Noemen we de veldsterkteverhouding uitgedrukt in decibel $F_r = -20 \log f_r$, dan betekent dit een maximale versterking van 6 dB t.o.v. de vrije-ruimte demping of in het ongunstigste geval een uitdoving.

2.2. *Buiging*

Indien we veronderstellen, dat zich vanuit de zender een cilindervormig golffront uitbreidt, terwijl zich tussen de zender Z en de ontvanger O een scherp begrensd obstakel bevindt, waarvan de bovenzijde evenwijdig loopt aan het golffront (zie fig. 2), dan is in analogie met de buiging van lichtstralen, de veldsterkte op de plaats van ontvangst te berekenen [3, 4].

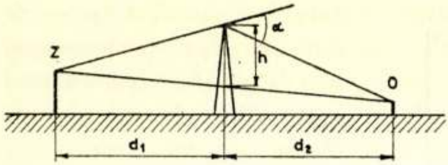


Fig. 2.
Buiging van een radiogolf aan een scherp obstakel.

De verhouding van de veldsterkte in de schaduw van het obstakel tot de veldsterkte welke aanwezig zou zijn zonder obstakel, dus bij vrije-ruimtepropagatie, laat zich het eenvoudigste uitdrukken indien we, zoals gebruikelijk in diffractieproblemen, de volgende parameter invoeren:

$$\nu = h\sqrt{\frac{2}{\lambda}\left(\frac{1}{d_1}+\frac{1}{d_2}\right)} \tag{3}$$

Wordt de veldsterkte ter plaatse van de ontvanger weer voorgesteld door E_r en de veldsterkte bij voortplanting in een vrije ruimte door E_o, dan wordt met invoering van een buigingsfactor f_b het volgende gevonden:

$$E_r = E_o f_b = E_o \frac{e^{j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2}} \int_{\nu}^{\infty} e^{-j\frac{\pi}{2}\nu^2}\, d\nu \tag{4}$$

of

$$E_r = E_o \frac{e^{j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2}} \left\{ \tfrac{1}{2} - \int_0^{\nu} \cos\left(\frac{\pi}{2}\nu^2\right) d\nu - j\left(\tfrac{1}{2} - \int_0^{\nu} \sin\left(\frac{\pi}{2}\nu^2\right) d\nu\right)\right\} \tag{5}$$

Ook hier betekent het voor de berekening een vereenvoudiging, indien we de veldsterkteverhouding in decibel uitdrukken. Aangezien we hier met een spanningsverhouding te maken hebben, wordt de obstakeldemping dus:

$$F_b = -20 \log f_b \tag{6}$$

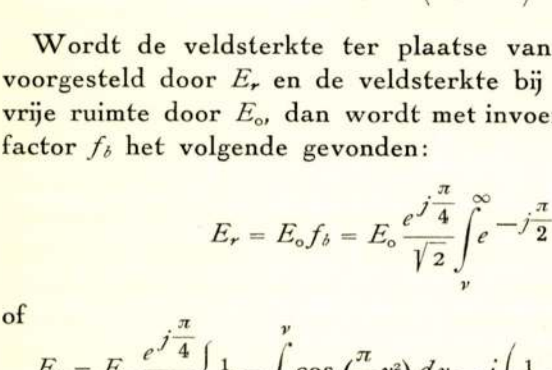


Fig. 3.
Verhouding in dB van de veldsterkte ter plaatse van de ontvanger bij buiging over een scherp obstakel t.o.v. de veldsterkte bij voortplanting in de vrije ruimte, als functie van de parameter ν.

De obstakeldemping F_b als functie van de parameter ν (zoals aangegeven

door de betrekkingen (5) en (6) is grafisch uitgezet in fig. 3.

Men ziet hieruit, dat wanneer de bovenkant van het obstakel op de verbindingslijn van de zender en ontvanger ligt ($h = 0$) een verlies optreedt van 6 *dB*.

Wordt de ruimte tussen de verbindingslijn en de bovenkant van het obstakel vergroot (negatieve h), dan kan ook bij verwaarlozing van de reflecterende straal een geringe versterking optreden. Dit laatste houdt verband met het vrij zijn van bepaalde gebieden van de Fresnel-zônes.

Bevindt de ontvanger zich echter in de schaduw van het obstakel, dan zal de veldsterkte des te geringer zijn naarmate het obstakel hoger is (positieve h). Bij benadering blijkt, dat in het schaduwgebied de veldsterkte evenredig met de buigingshoek α afneemt.

3. **Gebogen aardoppervlak**

In het voorgaande is uitgegaan van een vlak aardoppervlak. Bij kleine afstanden is hiertegen geen enkel bezwaar. Wanneer we echter de voortplanting over een glad gebogen oppervlak vergelijken met die via een scherp obstakel, dan komen we tot een verrassende ontdekking.

Korte golven buigen slechter over een gebogen aardoppervlak dan lange. Verder speelt in het V.H.F.-gebied de ionosfeer geen rol meer, met andere woorden de spiegelwerking van de ionosfeer welke voor korte tot lange golven aanwezig is, bestaat hier niet meer. Door Bremmer en v. d. Pol, is de voortplanting van radiogolven over een gebogen aardoppervlak diepgaand bestudeerd.

De grafiek a van fig. 4 geeft de demping tussen twee isotrope stralers als functie van de afstand, voor de voortplanting van radiogolven met een frequentie van 100 MHz over een gebogen aardoppervlak [5]. Ionosferische- en troposferische verstrooiing zijn hierbij buiten beschouwing gelaten. De vrije-ruimtedemping wordt voorgesteld door de curve d.

Bevindt zich midden tussen zender en ontvanger een scherp begrensd obstakel, zo hoog, dat de top ervan zowel vanuit de zender als vanuit de ontvanger goed te zien is, dan wordt, indien er geen reflecties optreden, de overdrachtsdemping tussen zender en ontvanger gegeven door grafiek c.

Ter vergelijking is in dezelfde figuur (grafiek b) de totale demping voor een verstrooiingsverbinding als functie van

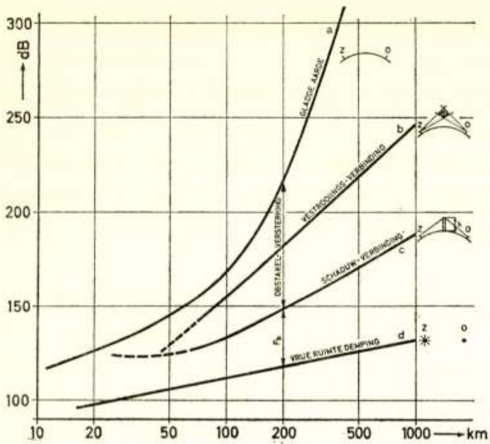


Fig. 4.

Overdrachtsdemping tussen 2 isotrope stralers als functie van de afstand onder verschillende omstandigheden:

a. bij voortplanting over een glad gebogen aardoppervlak;
b. bij gebruikmaking van het verstrooiingseffect in de troposfeer;
c. bij een vanuit de zend- en ontvangplaats zichtbaar scherp obstakel;
d. in de vrije ruimte.

de afstand weergegeven. Men ziet dat het bij grote afstanden van voordeel is een obstakel, bijvoorbeeld in de vorm van een bergrug tussen ontvanger en zender te hebben. Het verschil in demping bij voortplanting via een obstakel t.o.v. voortplanting over een glad aardoppervlak wordt wel „obstakelversterking" genoemd. Voor een afstand van 200 km bedraagt deze onder de omstandigheden waarvoor de grafiek geldt, ongeveer *70 dB*.

In de praktijk zal echter aan de genoemde gunstige hypothesen (waarop grafiek c berust) niet zijn voldaan, zodat met een grotere overdrachtsdemping rekening gehouden moet worden.

4. Experimentele resultaten



Fig. 5.

Situatieschets van de proefverbindingen in de omgeving van Hollandia.

Twee trajecten in de omgeving van Hollandia werden onderzocht. In fig. 5 zijn beide trajecten getekend. Het eerste is 26 km lang en verbindt het ontvangstation te Base G met het vliegveld te Sentani, het tweede traject ter lengte van 5 km loopt van de telegraafcentrale, gehuisvest in het

gebouw van het Hoofdbestuur der PTT naar het zendstation te Skyline.

De waarde van de parameter ν bedraagt hier 2,3 zodat volgens fig. 3 voor de dempingsfactor F_b een waarde van 21 dB wordt gevonden. De afgebogen straal scheert vervolgens rakelings over een heuvelrug, om over het Cycloopgebergte opnieuw te buigen (fig. 6).

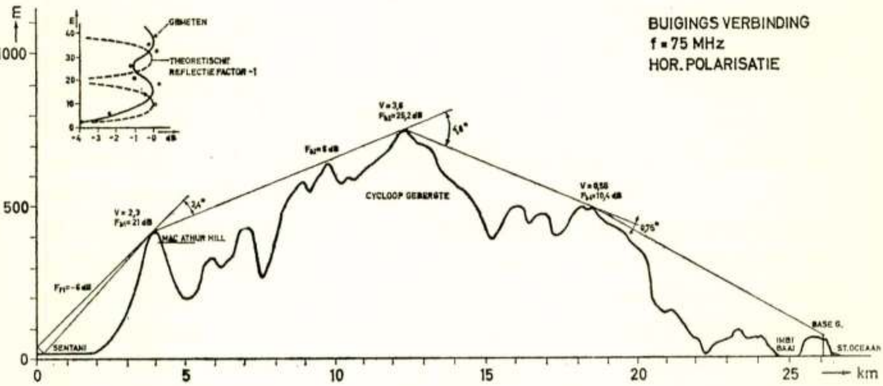


Fig. 6.

Terreindoorsnede van het traject Sentani—Hollandia. Inzet: relatieve spanning aan de antenne te Sentani als functie van de hoogte.

Bij het rakelings scheren over de heuvelrug is $\nu = 0$, zodat hier met een verlies van 6 dB kan worden gerekend. Op gelijke wijze zijn F_{b_3} en F_{b_4} berekend, waarbij is aangenomen, dat een voorgaande buigingsplaats weer dient als primair stralingsgebied [6]. Het berekenen van extra demping welke zou kunnen ontstaan bij onderweg optredende reflecties is achterwege gelaten. Alleen met de reflectieversterking van de antenne te Sentani, welke in een tamelijk vlak terrein ligt, is rekening gehouden. In fig. 6 is ook de gemeten veldsterkte als functie van de hoogte van de antenne uitgezet. De gestippelde kromme geeft het met formule (3) berekende relatieve veldsterkteverloop aan. Hieruit is duidelijk te zien dat een antenne hoger dan 10 m geen verbetering geeft.

Aangezien de vrije ruimtedemping tussen twee isotrope stralers, voorgesteld door F_o, voor deze afstand 97 dB bedraagt, laat zich de overdrachtsdemping als volgt berekenen:

Vrije ruimtedemping	97 *dB*
Antenneversterking t.o.v. isotrope stralers	−10 *dB*
buigingsdemping F_{b_1}	21 *dB*
„ F_{b_2}	6 *dB*
„ F_{b_3}	25,2 *dB*
„ F_{b_4}	10,4 *dB*
reflectiedemping F_{r_1}	− 6 *dB*
Overdrachtsdemping	143,6 *dB*

De gemeten waarde bedroeg 144 *dB*.

Er werd gebruik gemaakt van een 50 W (+ 47 *dBm*) FM-gemoduleerde zender werkend op 75 MHz, zodat de aan de ingang van de ontvanger opgewekte energie 47 − 144 = −97 *dBm* bedroeg. Dit gaf met de gebruikte apparatuur een signaalruisverhouding van 35 *dB*, hetgeen betekent, dat de ruis op een punt van relatief nulniveau −50 *dBm* of 10.000 *pW* bedraagt.

Een korter traject, echter met een veel grotere buigingshoek α, werd hierna onderzocht. In fig. 7 is de terreindoorsnede van het beschouwde traject Hollandia-haven naar Skyline geschetst met erin geplaatst, de parameterwaarden ν en demping F.

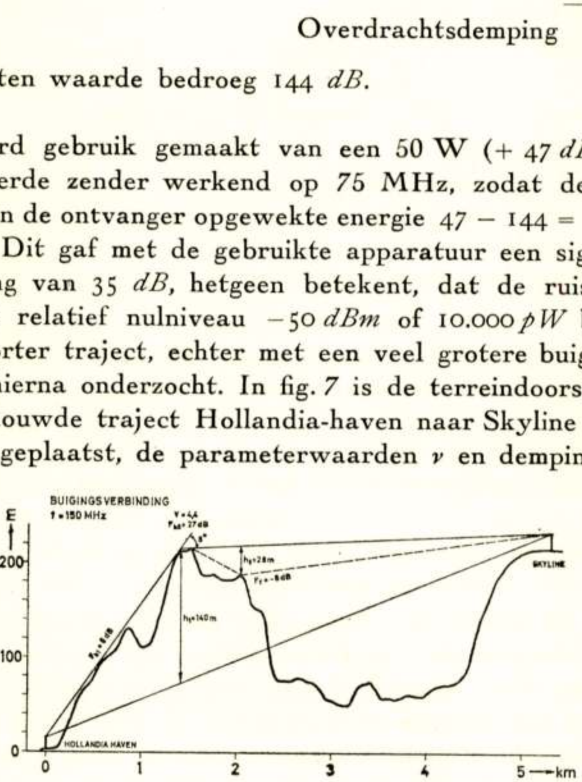


Fig. 7.
Terreindoorsnede van het traject Hollandia-Haven—Skyline.

De meting vond plaats op een frequentie van 150 MHz. Zoals uit de figuur blijkt, bedraagt het totale buigingsverlies 27 + 6 = 33 *dB*.

Brengen wij in het gedeelte van het traject vanaf Skyline tot het eerste buigingsgebied, een reflectie aan zoals getekend in de figuur, dan blijkt dit een winst op te leveren van 6 *dB*.

Met een antenneversterking (inclusief kabeldemping) van 5 *dB* aan weerszijden en een vrije ruimtedemping van 90 *dB*, vindt men onder deze omstandigheden een overdrachtsdemping van 107 *dB*. Gemeten werd bij vertikale polarisatie 114 *dB* en bij horizontale polarisatie 134 *dB*. De afwijking van de berekende waarde, en het grote verschil tussen horizontale en vertikale polarisatie, zou zijn oorzaak kunnen vinden in de grillige terreinvorm en de ongunstige plaats van de antenne te Hollandia. De plaats van de antenne bleek hier nl. zeer kritisch. Een verschil van enkele meters kan 10 à 20 *dB* variatie in de veldsterkte opleveren. Uit de proeven bleek duidelijk dat hier vele reflecties het resultaat vertroebelden. Zo bleek een verrijdbare ijzeren kraan met een hoogte van ongeveer 15 m, die op een 100 m afstand voor de bouw van een huis werd gebruikt, de richting van de grootste veldsterkte sterk te beïnvloeden.

Uit bovenstaande metingen is echter wel komen vast te staan, dat ook in sterk bergachtig terrein en in de schaduw van heuvels nog goede VHF-verbindingen te realiseren zijn. In sommige gevallen zal een heuvelrug zelfs van voordeel kunnen zijn. Op de verbinding Base G—Sentani, werd gedurende een half jaar gebruik geen sterke fading waargenomen. Wel kunnen vliegtuigen bij overvliegen zeer sterke reflecties veroorzaken, hetgeen bij Sentani, waar zich een vliegveld bevindt, herhaalde malen is waargenomen. Deze fading is echter van zeer korte duur en voor de telefonieverbinding niet als storend ondervonden.

Literatuur

1. J. Houtsmuller, Tijdschr. Ned. Radiogenootschap, 21 (1956) blz. 103-144.
2. A. de Jong, PTT-bedrijf, 11 (1961-1962) p. 71.
3. M. Born, Optik, Julius Springer Berlin.
4. Kaltbeizen, RTI Mitteilungen (1950) blz. 2.
5. CCIR, Second atlas of groundwave propagation curves 1959.
6. J. Groszkopf, FTZ 14 (1951) blz. 441.

Manuscript ontvangen 31 juli 1962.

Toepassing van diversity in detectiesystemen

door T. Reith *)

Summary

The article contains a critical examination of diversity reception in detection systems disturbed by fading and noise.

It is shown that diversity reception improves the detection quality only for messages with a high signal to noise ratio.

1. Inleiding

Omstreeks 1927 verscheen een publikatie van A. de Haas[1]) over de verbetering van door fading gestoorde kortegolfontvangst door toepassing van diversity. Sindsdien hebben vele publikaties over dit onderwerp het licht gezien.

Een opsomming van deze literatuur is te vinden in een artikel van D. G. Brennan[2]). In deze literatuur ging het voornamelijk om communicatiesystemen.

In het onderstaande artikel wordt onderzocht of de toepassing van diversity-ontvangst in door fading gestoorde detectiesystemen winst in detectiekwaliteit geeft.

2. Het algemene detectiesysteem

In fig. 1 is een schets getekend van het algemene detectiesy-

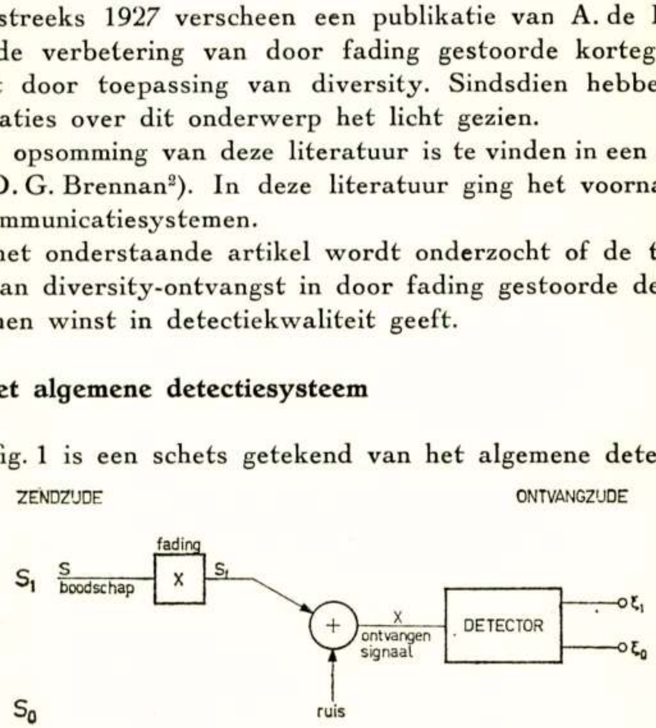


Fig. 1.
Het algemene detectiesysteem.

*) Physisch Laboratorium R.V.O. — T.N.O.

steem. Aan de zendzijde kunnen twee toestanden bestaan.

a) S_0: er wordt geen boodschap uitgezonden.

b) S_1: er wordt een aan de ontvangzijde volledig bekende boodschap s gedurende T sec. uitgezonden.

Aan de ontvangzijde wordt een signaal x ontvangen, dat samengesteld kan zijn uit een door fading gestoorde boodschap s_f en additieve ruis of uit ruis alleen. Op grond van het signaal x moet de detector uitmaken in welke zendtoestand de zendzijde zich bevindt. Omdat de ruis een statistisch karakter bezit geeft het signaal x geen volledige zekerheid omtrent de zendtoestand. Met het signaal x wordt het gehele signaal bedoeld dat gedurende een observatietijd van T sec wordt ontvangen. Aangenomen wordt dat gedurende deze observatietijd de zendtoestand niet verandert.

Het beste wat de detector kan doen is, na ontvangst van een bepaald signaal x, uitrekenen hoe groot de kans is dat dit signaal inderdaad de boodschap s (zendtoestand S_1) bevat.

Indien deze a-posteriori-kans boven een van te voren ingestelde drempel ligt besluit de detector tot zendtoestand S_1 (ontvangtoestand ξ_1) en indien deze kans beneden de drempel ligt besluit de detector tot zendtoestand s_0 (ontvangtoestand ξ_0).

Men kan aantonen (theorema van Bayes) dat deze a-posteriorikans een monotoon stijgende functie M_1 is van de kansverhouding (likelihood ratio) van x.

$$l(x) = \frac{p(x/S_1)}{p(x/S_0)} \tag{1}$$

$$p(S_1/x) = M_1\{l(x)\} \tag{2}$$

Hierin is: $p(S_1/x)$ = de kans dat de zendtoestand S_1 is als een signaal x wordt ontvangen.

$p(x/S_1)$ = de kans op ontvangst van een signaal x in zendtoestand S_1.

$p(x/S_0)$ = de kans op ontvangst van een signaal x in zendtoestand S_0.

$l(x)$ = de likelihood ratio van x.

De kansen $p(x/S_1)$ en $p(x/S_0)$ kunnen worden berekend omdat de statistische eigenschappen van de ruis en de fading bekend zijn. De optimale detector bevat dus een rekenmachine die $l(x)$

uitrekent en een drempel waarmede $l(x)$ vergeleken wordt.

Een uitvoeriger beschouwing over de constructie van de optimale detector verscheen in dit tijdschrift van de hand van C. van Schooneveld[8]).

3. Fading.

Het effect van eenvoudige fading op een boodschap met kleine bandbreedte kan worden weergegeven door een complexe factor voor de boodschap s.

$$s_f(t) = c(t)\, exp\, j\, \varphi(t)\, .\, s(t) \tag{3}$$

Hierin is: $c(t)$ = een fluctuerende grootheid, die de amplitudevariatie als functie van de tijd t beschrijft.

$\varphi(t)$ = een fluctuerende grootheid, die de fasevariatie als functie van de tijd t beschrijft.

Onderscheid moet worden gemaakt tussen de invloed van snelle fading (interferentie verschijnsel) en de invloed van langzame fading (veranderingen in temperatuur, vochtigheid etc.) op de boodschap. Voor een uitvoeriger beschouwing over fading moet verwezen worden naar de desbetreffende literatuur.

De tijdsduur T van de boodschap is zo kort gekozen dat de fadingparameters c en φ gedurende de lengte T van de boodschap niet veranderen tengevolge van snelle fading. De periode T_1 waarvoor het gedrag van de detector wordt berekend, wordt zo kort gekozen dat de kansverdeling $p(c)$ van de fadingparameter c en de kansverdeling $p(\varphi)$ van de fadingparameter φ gedurende deze periode niet verandert tengevolge van langzame fading. Uiteraard zal deze periode T_1 vele malen groter dan de boodschapsduur T moeten zijn.

De kansverdeling $p(c)$ blijkt in veel gevallen door een Rayleighverdeling weergegeven te kunnen worden.

$$p(c) = \frac{2c}{\overline{c^2}}\, exp - \frac{c^2}{\overline{c^2}} \tag{4}$$

Hierin is $\overline{c^2}$ de over de periode T_1 gemiddelde waarde van c^2. Als kansverdeling van φ wordt een uniforme verdeling tussen 0 en 2π gebruikt.

4. De constructie van de optimale éénkanalige detector

In deze paragraaf wordt de constructie van de optimale de-

tector berekend waaraan in zendtoestand S_1 via één kanaal één bekende boodschap s gestoord door fading en ruis wordt toegevoerd.

De energie E_s van deze boodschap s wordt als volgt gedefinieerd:

$$E_s = \int_0^T s(t)\, s^*(t)\, dt \tag{5}$$

De over de periode T_1 gemiddelde energie $\overline{E_f}$ van de door fading gestoorde boodschap s_f is dus:

$$\overline{E_f} = \overline{c^2}\, \overline{E_s} \tag{6}$$

In § 2 bleek dat de optimale detector een rekenmachine bevat die de kansverhouding van x berekent. Voor het geval dat de storende ruis Gaussisch is en een constante vermogensdichtheid N_0 heeft (witte ruis) voor alle in de boodschap voorkomende frequenties kan de kansverhouding $l(x)$ voor de éénkanalige detector tamelijk eenvoudig berekend worden [4][5].

$$l(x) = \frac{1}{1 + \overline{a}}\, exp\, \frac{\overline{a} z^2}{2\, N_0 (1 + \overline{a})} \tag{7}$$

Hierin is a de signaalruisverhouding (SNR) van de door fading gestoorde boodschap s_f:

$$a = \frac{E_f}{2\, N_0} \tag{8}$$

Het blijkt dat $l(x)$ een monotoon stijgende functie is van de omhullende z van de uitgang y van een aangepast (matched) filter dat gevoed wordt met het signaal x. De detector kan dus volstaan met z uit te rekenen en vervolgens te vergelijken met een drempel. De constructie van de optimale detector is in figuur 2 schetsmatig aangegeven.



Fig. 2.
De optimale éénkanalige detector.

5. De detectiekwaliteit van de optimale éénkanalige detector

Het blijkt mogelijk de kansverdeling van de omhullende z te

berekenen [4][5][6]). De kansverdeling van z blijkt in toestand S_0 (het signaal x bestaat alleen uit ruis):

$$p_0(z) = \frac{z}{N_0} exp - \frac{z^2}{2\,N_0} \quad \text{(Rayleigh-verdeling)} \tag{9}$$

In zendtoestand S_1 (het signaal bestaat uit boodschap en ruis) blijkt de kansverdeling van z:

$$p_1(z) = \frac{z}{N_0(1+\bar{a})} exp - \frac{z^2}{2\,N_0(1+\bar{a})} \quad \text{(Rayleigh-verdeling)} \tag{10}$$

Er zijn 4 mogelijke combinaties van de toestanden S en ξ. Van deze combinaties zijn er twee van belang: (S_1, ξ_1) en (S_0, ξ_1). Indien de combinatie (S_1, ξ_1) optreedt spreekt men van detectie en indien de combinatie (S_0, ξ_1) optreedt spreekt men van loos alarm. De kans op detectie β is dus de kans dat in zendtoestand S_1 de omhullende z boven een bepaalde drempel λ komt.

$$\beta = \int_{\lambda}^{\infty} p_1(z)\,dz \tag{11}$$

Evenzo blijkt voor de loos-alarmkans:

$$\alpha = \int_{\lambda}^{\infty} p_0(z)\,dz \tag{12}$$

Uitwerking van beide integralen en eliminatie van λ levert op:

$$\beta = \alpha^{\frac{1}{1+\bar{a}}} \tag{13}$$

Dezelfde berekening als in § 4 en § 5 kan worden opgezet voor het geval dat de fadingparameter c constant is en de faseverschuiving φ uniform verdeeld is tussen 0 en 2π [6]). Het resultaat van deze berekening is samen met formule 13 in figuur 3 in beeld gebracht.

Teneinde de geringe invloed van de loos-alarmkans α op de ligging van de krommen te demonstreren zijn twee ver uiteenliggende waarden van α als parameter gekozen. Uit de berekeningen blijkt dat alleen de signaalenergie bepalend is voor de detectiekwaliteit. De signaalvorm doet niet terzake, mits men steeds van een aangepast filter gebruik blijft maken.

Figuur 3 laat zien dat het optreden van fading voor lage $\bar{a}$ een gunstige invloed heeft op de detectiekwaliteit. Deze figuur

doet daarom vermoeden dat voor lage $\bar{a}$ fadingbestrijding ongunstig is. Dit resultaat is enigszins begrijpelijk als men bedenkt dat een dicht bij 1 liggende detectiekans door een verhoging van de boodschapenergie bijna niet groter wordt maar door een verlaging van de boodschapenergie wel achteruit gaat. Het omgekeerde geldt voor kleine detectiekansen.

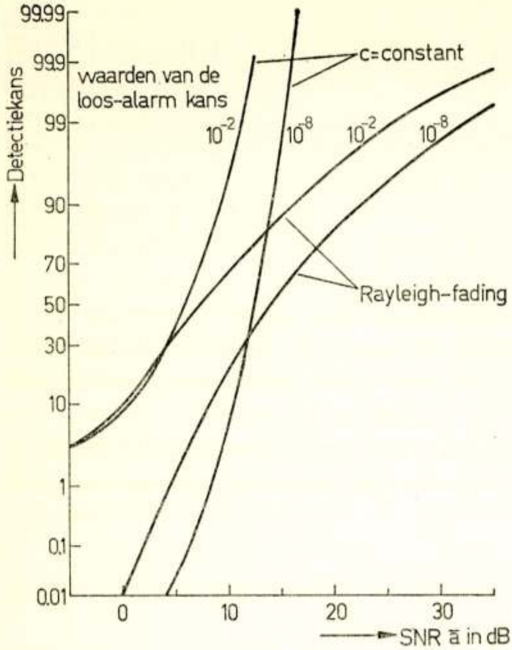


Fig. 3.
De detectiekans als functie van de SNR.

6. Het meerkanalige detectiesysteem

Bij de toepassing van diversity-ontvangst maakt men gebruik van het feit dat de fading in ieder kanaal onafhankelijk is van de fading in de andere kanalen. Men kan aantonen dat dit bijvoorbeeld geldt voor boodschappen die met verschillende draaggolffrequenties worden ontvangen (frequentie-diversity) of voor een boodschap die door op enige afstand van elkaar geplaatste antennes wordt ontvangen (ruimte-diversity). De kwaliteitsverbetering door diversity-ontvangst

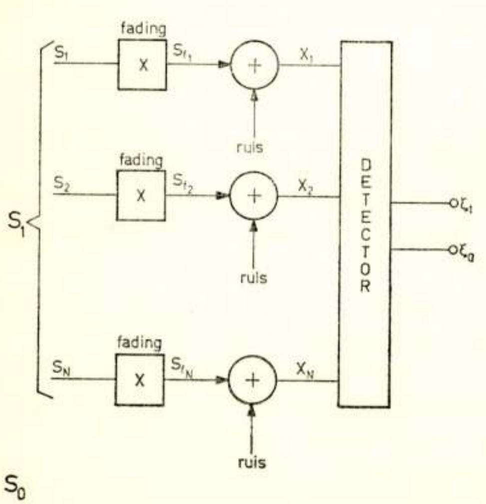


Fig. 4.
Het algemene N-kanalige detectiesysteem.

is gelegen in het feit dat het zeer onwaarschijnlijk is dat alle aldus ontvangen boodschappen tegelijkertijd een geringe energie hebben.

Het algemene N-kanalige detectiesysteem is een uitwerking van het algemene detectiesysteem van figuur 1. Het systeem is geschetst in figuur 4.

De gehele boodschap s bestaat uit N componenten $s_1, s_2, \ldots s_N$. De energie van iedere component is E_s/N zodat de totale energie van de gehele boodschap E_s blijft. Indien de boodschapenergie zou toenemen door toevoeging van meer kanalen, zou elke basis van vergelijking ontbreken omdat vergroting van de boodschap energie zonder meer reeds verbetering van de detectiekwaliteit geeft. Elke boodschap wordt door fading en additieve ruis gestoord. De volgende onderstellingen worden omtrent het detectiesysteem gemaakt.

a. De ruis is Gaussisch en wit met vermogensdichtheid N_0 bij alle in de boodschap voorkomende frequenties en de ruis is in ieder kanaal onafhankelijk van de ruis in de andere ka nalen.
b. De fading in ieder kanaal is onafhankelijk van de fading in de andere kanalen.
c. De fadingparameter c heeft in het j^e kanaal een Rayleighverdeling:

$$p(c_j) = \frac{2\, c_j}{\overline{c_j^2}}\, exp - \frac{c_j^2}{\overline{c_j^2}} \tag{14}$$

De fase verschuiving φ_j heeft een uniforme verdeling tussen 0 en $2\,\pi$.

d. Ieder kanaal krijgt een gelijke boodschapenergie. De boodschapenergie E_{sj} in het j^e kanaal is:

$$E_{sj} = \int_0^T s_j(t)\, s_j^*(t)\, dt = \frac{E_s}{N} \tag{15}$$

De over de periode T_1 gemiddelde energie van de door fading gestoorde boodschapscomponent s_j is:

$$\overline{E}_{fj} = \overline{c_j^2}\, E_{sj} = \overline{c_j^2}\, \frac{E_s}{N} \tag{16}$$

De gemiddelde SNR in het j^e kanaal is nu

$$\overline{a}_j = \frac{\overline{E_{fj}}}{2\,N_0} = \frac{1}{N}\, \frac{\overline{E_f}}{2\,N_0} = \frac{\overline{a}}{N} \tag{17}$$

Hierin is $\bar{a}$ de gemiddelde *SNR* van de gehele boodschap s.

e. De tijdsduur van de boodschapcomponenten is zo klein dat de fadingparameters c_j en φ_j niet veranderen gedurende de boodschapduur. De periode T_1 waarvoor het gedrag van het detectiesysteem moet worden berekend is zo kort dat de kansverdelingen $p(c_j)$ en $p(\varphi_j)$ gedurende deze periode niet veranderen.

f. De boodschapcomponenten komen gelijktijdig de detector binnen.

7. De constructie van de optimale diversity-detector

De optimale detector rekent de kansverhouding van het samengestelde signaal $x_1, x_2, \ldots x_N$ uit. Het is gemakkelijk uit de veronderstellingen a t/m f uit § 6 af te leiden dat de volgende relatie juist moet zijn.

$$l(x) = \frac{p(x/S_1)}{p(x/S_0)} = \prod_{j=1}^{N} \frac{p(x_j/S_1)}{p(x_j/S_0)} = \prod_{j=1}^{N} l(x_j) \tag{18}$$

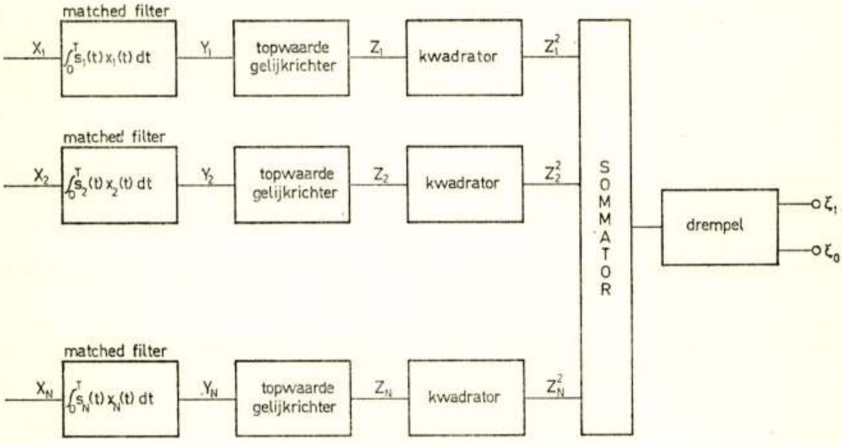


Fig. 5.
De optimale diversity-detector.

Hierin is: x_j = het signaal in het j^e kanaal.
$l(x_j)$ = de kansverhouding van x_j in het j^e kanaal.

Uit formule 7 blijkt dan (indien $\bar{a}$ door $\bar{a}/N$, x door x_j en z door z_j wordt vervangen).

$$l(x) = \left[\frac{1}{1+\bar{a}/N}\right] exp \left[\frac{\bar{a}/N}{1+\bar{a}/N} \sum_{j=1}^{N} z_j^2\right] \tag{19}$$

Hierin is z_j de omhullende van de output van een aangepast filter dat met het signaal x_j gevoed wordt.

Uit deze relatie blijkt dat $l(x)$ een monotoon stijgende functie is van de som van de gekwadrateerde omhullenden z_j. De detectorconstructie is nu bepaald. Deze is in figuur 5 geschetst.

De combinatie van de kanalen vindt dus na gelijkrichting plaats. Het is zonder meer in te zien dat dit noodzakelijk is omdat de faseverschuivingen van de boodschapcomponenten $s_1, s_2, \ldots s_N$ onbekend zijn.

8. De detectiekwaliteit van de optimale diversity-detector

Men kan uit de kansverdelingen $p_1(z)$ en $p_0(z)$ (formule 9 en 10) de kansverdelingen $p_1(z_j)$ en $p_0(z_j)$ vinden indien men $\overline{a}$ door $\overline{a}/N$ en z door z_j vervangt. Het blijven Rayleighverdelingen. De kansverdeling van de som van N onafhankelijke gekwadrateerde Rayleighvariabelen met variantie 1 is een chi-square verdeling met $2N$ vrijheidsgraden en gemiddelde N[7]).

Na invoering van $w = \sum_{j=1}^{N} z_j^2$ volgt dan:

$$p_1(w) = \frac{1}{2N_0(1+\overline{a}/N)\,\Gamma(N)} \left[\frac{w}{2N_0(1+\overline{a}/N)}\right]^{N-1} exp - \frac{w}{2N_0(1+\overline{a}/N)} \tag{20}$$

$$p_0(w) = \frac{1}{2N_0\,\Gamma(N)} \left[\frac{w}{2N_0}\right]^{N-1} exp - \frac{w}{2N_0} \tag{21}$$

Hieruit volgen de detectiekans β en de loosalarmkans α.

$$\beta = \int_{\lambda'}^{\infty} p_1(w)\,dw = \int_{\frac{\lambda'}{1+\overline{a}/N}}^{\infty} \frac{1}{\Gamma(N)}\, t^{N-1} exp(-t)\,dt \tag{22}$$

$$\alpha = \int_{\lambda'}^{\infty} p_0(w)\,dw = \int_{\lambda'}^{\infty} \frac{1}{\Gamma(N)}\, w^{N-1}\, exp(-w)\,dw \tag{23}$$

Hierin is:

$$\Gamma(N) = \int_0^{\infty} t^{N-1} exp(-t)\,dt \quad \text{(gamma functie)}$$

t = integratie variabele

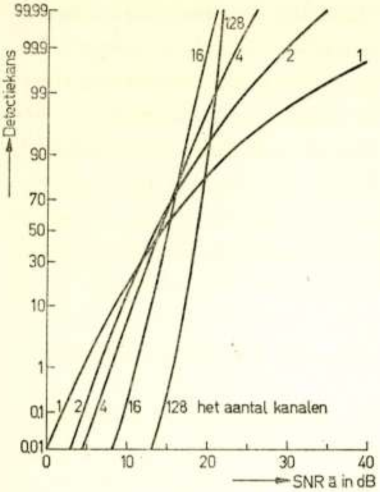


Fig. 6.
De detectiekans als functie van de SNR voor $\alpha = 10^{-8}$.

De uitdrukkingen van α en β bevatten incomplete gammafuncties die getabelleerd zijn[8]). De formules 22 en 23 zijn in beeld gebracht in figuur 6 voor $N = 1, 2, 4, 16$ en 128 en $\alpha = 10^{-8}$. De hoge waarden van N zijn alleen berekend om aan te tonen dat het steeds maar toevoegen van nieuwe kanalen leidt tot achteruitgang van de detectiekwaliteit.

9. Conclusies

Pas voor hoge $\bar{a}$ blijkt toepassing van diversity-ontvangst winst in detectiekwaliteit te geven. In de literatuur is deze conclusie niet expliciet te vinden. Dit vloeit voort uit het feit dat in de daar beschouwde systemen de boodschapenergie per kanaal constant wordt gehouden, terwijl in de voorafgaande beschouwing de boodschapenergie van alle kanalen samen constant wordt gehouden. Indien nl. de boodschapenergie per kanaal constant wordt gehouden zal toevoeging van een extra kanaal altijd winst in de detectiekwaliteit moeten brengen. Dit blijkt uit figuur 6 indien de krommen $10 \log N$ naar links worden geschoven. In dit geval stelt $\bar{a}$ de gemiddelde *SNR* per kanaal voor.

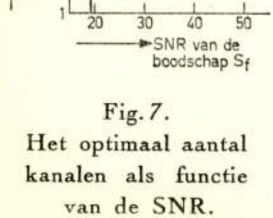


Fig. 7.
Het optimaal aantal kanalen als functie van de SNR.

Het is eenvoudig in te zien dat toevoeging van steeds meer kanalen bij constante $\bar{a}$ (gemiddelde *SNR* van de gehele boodschap s_f) op den duur tot achteruitgang van de detectiekwaliteit moet leiden. Immers zal bij toenemend aantal kanalen de boodschap s steeds meer verbrokkeld worden en gaan lijken op een ruis-achtig signaal. Toenemende onzekerheid omtrent de boodschap heeft een afnemende detectiekwaliteit tot gevolg.

De vraag met hoeveel kanalen het

detectiesysteem moet worden uitgerust is pas te beantwoorden als $\bar{a}$ bekend is. Het optimaal aantal kanalen N_{opt} is niet analytisch als functie van α en $\bar{a}$ te berekenen. Als voorbeeld is N_{opt} als functie van $\bar{a}$ voor $\alpha = 10^{-8}$ grafisch bepaald. Het resultaat is schetsmatig in figuur 7 weergegeven voor $N = 1$ tot en met $N = 8$.

In het algemeen zal de toepassing van diversity in detectiesystemen die met een hoge $\bar{a}$ werken zinvol zijn. In veel gevallen zal deze $\bar{a}$ zo hoog zijn dat overwegingen van economie doen besluiten tot een geringer aantal kanalen dan het optimale aantal.

Literatuur

1. A. de Haas, Kortegolf ontvangst zonder fading. Radio-Nieuws, december 1927 en februari 1928.
2. D. G. Brennan, Linear diversity combining techniques. Proc. I.R.E., juni 1959.
3. C. van Schooneveld, Statistische detectie. Tijdschrift van het Nederlands Radiogenootschap, Deel 26, 1961, blz. 1.
4. P. M. Woodward, Probability and information theory with applications to radar. Pergamon Press, 1960.
5. C. W. Helstrom, Statistical theory of signal detection. Pergamon Press, 1960.
6. J. I. Marcum en P. Swerling, Studies of target detection by pulsed radar, I.R.E. Transactions on information theory. April 1960.
7. H. Cramèr, Elements of probability theory and some of its applications. Wiley and Sons.
8. E. S. Pearson en H. O. Hartley, Biometrika tables for statisticians, Vol. I, Cambridge University Press.

CORRECTIE OP TIJDSCHRIFT NRG DEEL 27 - NR. 5 - 1962

PARAMETRISCHE VERSTERKERS MET HALFGELEIDERDIODES

door C. A. Muller

Op blz. 235 e.v. leze men:

$$\Gamma B = \left(\frac{\omega_{p-s}}{\omega_s}\right)^{\frac{1}{2}} \gamma_1 \omega_s \qquad (16)$$

Bij een instelling voor minimum ruisgetal („idler"-belasting nul) is deze waarde alleen voor een optimale waarde van de verhouding van „idler"- tot signaalfrequentie bereikbaar

$$\left(\frac{\omega_{p-s}}{\omega_s}\right)_{opt} \approx \left(\gamma_1 Q_1\right)^{\frac{2}{3}} \qquad (17)$$

Voor een gedegenereerde versterker wordt

$$\Gamma B \approx \gamma_1 \omega_s \qquad (18)$$

waarbij $\gamma_1 \approx \frac{1}{4}$. Bij een versterking . . . .

BEKNOPT VERSLAG VAN HET BESTUUR DER STICHTING TOT BEVORDERING VAN HET VAKONDERWIJS OP HET GEBIED VAN DE ELEKTRONICA IN NEDERLAND OVER DE PERIODE VAN 1 MEI 1961 TOT EN MET 30 APRIL 1962.

I. Algemeen

De ontwikkeling van het vakonderwijs op het gebied van de elektronica heeft zich gedurende het verslagjaar op bevredigende wijze voortgezet.

Vijf cursussen werden toegevoegd sedert de vorige werkperiode, zodat in het verslagjaar aan 26 elektronicacursussen financiële en materiële steun is verleend. De vijf bedoelde cursussen worden gegeven aan de Technische Scholen te Arnhem, Goes, Heerlen, Helmond en Maastricht.

Vergeleken met de toestand welke bij de oprichting van de SVEN in 1957 bestond is een belangrijke vooruitgang te constateren. Zoals uit het eerste verslagjaar blijkt heeft de steun van de SVEN zich toenmaals beperkt tot het incidenteel opheffen van de elementaire tekorten bij zeven particuliere instituten en het verstrekken van materialen aan twee Technische Scholen teneinde een elektronicaopleiding te kunnen inrichten.

Drie onderwijsinstellingen zijn reeds enige tijd aan de zorg van de SVEN onttrokken, nl. de Technische School te Nijmegen, de Uitgebreid Technische School te 's-Hertogenbosch en de Gemeentelijke Avondschool voor Nijverheidsonderwijs te Utrecht. De hiervoor benodigde steun en het daarbij passende toezicht worden behartigd door het Ministerie van Onderwijs, Kunsten en Wetenschappen. Deze ontwikkeling van zaken kan als zeer juist worden gekenschetst, omdat de taak van de SVEN gezien behoort te worden als een tijdelijke overbrugging van de periode, welke nodig is om in aanmerking te kunnen komen voor subsidiëring van Rijkswege.

De steun van onze stichting heeft zich strikt bepaald tot haar doelstelling, nl. het in bruikleen geven van materialen, het verbeteren van het niveau van het praktische onderricht, het verlenen van financiële bijstand om de leraarssalarissen op een passend peil te brengen, terwijl ook gelden beschikbaar gesteld werden voor de verbetering van de accomodatie van de leslokalen.

Gedurende het verslagjaar werd een bedrag van totaal *f* 216.560,95 aan het onderwijs op het gebied van de elektronica besteed ten gunste van de daarvoor in aanmerking komende inrichtingen. Sedert de oprichting van onze stichting is hieraan *f* 714.285,54 ten koste gelegd.

II. Bestuur

Tot ons leedwezen is de heer C. A. J. Meijer, secretaris van onze stichting, wegens ziekte niet in de gelegenheid geweest zijn taak gedurende het verslagjaar te vervullen. Zijn werkzaamheden werden daarom door de penningmeester waargenomen.

Na gereedkoming van dit verslag bereikte ons het droeve bericht, dat de heer Meijer op 1 september 1962 is overleden.

De heer ir. A. J. Ehnle, in het bestuur zitting hebbend namens de P.T.T. bereikte de pensioengerechtigde leeftijd. In zijn plaats zal door de P.T.T. te zijner tijd een opvolger worden aangewezen.

Aan het einde van het verslagjaar was het bestuur als volgt samengesteld: W. van den Born, ir. P. H. Boukema (vice-voorzitter), ir. J. A. J. Bouman, Overste P. M. Camman, ir. A. J. Ehnle, Professor dr. ir. J. L. H. Jonker (voorzitter), E. Luuring (penningmeester), C. A. J. Meijer (secretaris), B. G. Miermans en ir. W. de Ruiter.

Een steun van zeer waardevolle betekenis werd ondervonden door de medewerking van de heer J. F. C. de Jager, die in staat was vele inrichtingen van onderwijs te bezoeken om de praktische merites van de ingediende aanvragen te onderzoeken en het bestuur ter zake te kunnen assisteren.

III. Middelen

De subsidie van het Ministerie van Onderwijs, Kunsten en Wetenschappen bedroeg in het verslagjaar *f* 150.888,04. De bijdragen van het bedrijfsleven omvatten in het verslagjaar *f* 41.033,41 hetgeen *f* 3.144,58 meer bedroeg dan in het vorige boekjaar.

Door bedrijven werden bovendien wederom verschillende zendingen gebruikte materialen, onderdelen, meetinstrumenten en apparaten via onze stichting ter beschikking van de opleidingsinstituten gesteld.

De totale waarde hiervan omvatte een bedrag van ca. *f* 50.786,60.

Een overzicht van de waarde van gedurende het verslagjaar en in de periode 28-2-1957 tot en met 30-4-1962 aan onderwijsinstellingen verstrekte materiële en/of financiële steun vindt men in onderstaande tabel.

Verstrekt in	Uit SVEN-middelen				Verstrekte materialen in bruikleen uit subsidie OKW	Totaal Generaal
	Financiële steun voor verbetering van:		Verstrekte materialen in bruikleen	Totaal		
	Gebouwen en inrichting *f*	Leraars-salarissen *f*	*f*	*f*	*f*	*f*
verslag-jaar	7.718,21	19.842,66	50.786,60	78.347,47	138.213,48	216.560,95
periode 28-2-1957 t/m 30-4-1962	40.364,25	49.056,65	241.576,17	330.997,07	383.288,47	714.285,54

IV. Leergang leraren

Gedurende het verslagjaar was het helaas niet mogelijk een leergang voor leraren te organiseren.

Het verheugt ons bestuur daarom in hoge mate dat dit in het komende verslagjaar zeer vermoedelijk wel het geval zal zijn.

V. Slotwoord

De ontwikkeling van de gang van zaken gedurende het verslagjaar heeft opnieuw de ook reeds in het vorige verslagjaar gestelde verwachting bevestigd, dat onze stichting haar werkzaamheden na een bestaansperiode van vijf jaren

nog niet zal kunnen beëindigen. Met het Ministerie van Onderwijs, Kunsten en Wetenschappen wordt overleg gepleegd, teneinde de van overheidswege te verlenen subsidie voorshands te continueren.

Door de bestaande, door de overheid gesubsidieerde opleidingen wordt thans nog slechts de opleiding van elektronici op monteursniveau verzorgd.

Er bestaan echter een aantal (nog) niet voor overheidssubsidie in aanmerking komende particuliere instituten die de zorg dragen voor de opleiding van een belangrijke, welhaast onmisbare, groep elektronici op het niveau van Radiotechnicus, naar de eisen welke het Nederlands Radiogenootschap hiervoor stelt. Zolang de opleiding van deze categorie niet (met kracht) door de overheid ter hand wordt genomen, zal het dringend gewenst blijven dat zij haar steun aan de bestaande particuliere opleidingen door de tussenkomst van onze stichting verleent.

Om dezelfde reden zal ook de steun van de lokale overheid en van het particuliere bedrijfsleven voorlopig nog niet gemist kunnen worden.

Het bestuur vertrouwt gaarne, dat de verlangde medewerking zal worden verleend, opdat het zijn werkzaamheden zal kunnen voortzetten totdat dit vakonderwijs op een bevredigend niveau is gebracht.

Het bestuur.

CONGRESSEN E.D.

International Sound equipment exhibition.

In Parijs wordt van 7 t/m 12 maart 1963 een internationale tentoonstelling gehouden van elektronische opname- en weergeefapparatuur in Palais d'Orsay. Commissariat Général, 14 Rue de Staël, Paris.

VDE—NTG Tagungen.

Het Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE organiseert een drietal symposia:
4 en 5 april: Informatietheorie (Technische Hochschule, Stuttgart);
9 en 10 april: Betrouwbaarheid (Lessing-Theater, Nürnberg);
23—26 april: Cybernetica (Technische Hochschule, Karlsruhe).

Third International Television Symposium.

Van 20-25 mei 1963 wordt in Montreux het derde internationale televisiesymposium gehouden.

Adres: Postbus 97, Montreux, Zwitserland.

Deutsche Funkausstellung 1963.

In Berlijn wordt van 30 augustus tot 8 september 1963 een grote radiotentoonstelling gehouden waaraan 150 firma's op 56.000 m², deelnemen.

Adres: Hammarskjöldplatz 1-7, Berlin-Charlottenburg.

BOEKBESPREKING

High-Quality Sound Production and Reproduction (BBC Programme Operations Training Manual), door H. Burrell Hadden, 14½ x 22 cm, 273 blz. 175 diagrammen en 46 foto's. 1962. Iliffe Books Ltd. Londen. Prijs 42 sh.

Een handboek voor de training van technisch en niet-technisch personeel van de BBC, samengesteld met de bedoeling om dit personeel in staat te stellen met de beschikbare apparatuur zo goed mogelijke resultaten te bereiken, echter zo-

danig opgezet, dat ook mensen van buiten de BBC er nuttige aanwijzingen in kunnen vinden over allerlei onderwerpen verband houdende met de verzorging van geluidsopnamen en uitzendingen. Het onderwerp is behandeld in drie afdelingen:

1. De beginselen van elektriciteit, muziekinstrumenten, geluid en studioakoestiek.
2. Studioapparatuur, microfoons, luidsprekers en versterkers, bij de BBC in gebruik.
3. Het belangrijke vraagstuk van de plaatsing van microfoons voor gesprekken, voor zang, muziekgroepjes en orkesten. Hieronder vallen dan tevens de aanwijzingen omtrent het gebruik van de sterkteregelaars, het produceren van geluidseffecten en met stereofonie verband houdende onderwerpen.

Voor hen die in de techniek van de geluidsreproduktie geïnteresseerd zijn, zonder direct werkzaam te zijn bij de BBC of met verwante apparatuur werkende omroeporganisaties, zijn vooral het eerste en het derde deel van betekenis. De theorie van het geluid wordt duidelijk en populair beschreven. Het hoofdstuk muziek-akoestiek geeft een verklaring van de gebruikelijke terminologie en geeft een globaal inzicht in vorm en akoestische eigenschappen der verschillende muziekinstrumenten, terwijl men in het hoofdstuk studio-akoestiek begrippen als nagalm, absorptie en ruimte-resonanties terugvindt. In een hoofdstuk over microfoons worden de verschillen tussen de diverse typen en hun eigenschappen uiteengezet (ong. 20 blz.). Minder informatie biedt een soortgelijk hoofdstuk over luidsprekers. Vooral voor hen, die bij de omroep betrokken zijn, geeft het hoofdstuk over de bedieningspanelen en de apparatuur voor de buitendienst van de BBC, aardig vergelijkingsmateriaal. Verder zijn er 24 blz. over magnetische registratieapparatuur en snij- en aftastapparatuur, in gebruik bij de BBC en vele bladzijden met welsprekende situatieschetsjes over plaatsing en toepassing van microfoons, waarvan zowel aankomende technici als amateurs profijt kunnen hebben. Het populaire onderwerp stereofonie en de daarbij toegepaste systemen worden behoorlijk verduidelijkt.

Interessant is nog de beschrijving van de methode tot het verkrijgen van geluidseffecten bij de BBC; overigens is er niets nieuws onder de zon, getuige het citaat, waarmee dit hoofdstuk besluit: „Wee have also sound-houses, wher wee practise and demonstrate all sounds, and their generation... Wee represent and imitate all articulate sounds and letters, and the voices and notes of beasts and birds... Wee have also diverse strange and artificiall ecchos, reflecting the voice many times, and as it were tossing it: and some that give back the voice lowder than it came, some shriller, and some deeper...". Zij zijn ontleend aan "The New Atlantis" een boek, dat Francis Bacon in 1624 heeft geschreven, vermoedelijk als een soort zeventiende-eeuwse „science fiction". Voor wie dieper op de behandelde stof zou willen ingaan, is er een literatuurlijst, bestaande uit 35 nummers. Het boek is voorzien van een uitvoerige index.

K. R. M.

Uit het Nederlands Radio Genootschap

PERSONALIA

Ir. TH. J. WEIJERS 70 JAAR

Op 2 maart j.l. vierde ons lid ir. Th. J. Weijers zijn 70-ste verjaardag.

Ir. Th. J. Weijers werd op 2 maart 1893 te Brummen geboren. Vanaf 1906 volgde hij het onderwijs van de kweekscholen te Utrecht en te Hilversum. Zijn onderwijzersacte behaalde hij in 1911. In 1914 verkreeg hij zijn hoofdacte. Intussen was hij sedert 1911 als onderwijzer werkzaam aan de lagere scholen te Elst (O.B.) en te Hengelo. Tijdens de militaire dienst (van 1914 tot 1917) studeerde hij voor de acte wiskunde L.O., welke hij in 1916 behaalde, en voor het diploma staatsexamen gymnasium B, hetwelk hij verkreeg in 1918. In hetzelfde jaar was

hij onderwijzer geworden aan een m.u.l.o.-school te Amsterdam en leraar in de wiskunde aan een kweekschool voor onderwijzers te 's-Gravenhage.

In 1919 liet hij zich als student inschrijven aan de Technische Hogeschool te Delft, behaalde in 1920 de acte wiskunde M.O. K I, in 1921 de acte wiskunde M.O. K V en in 1924 het diploma elektrotechnisch ingenieur. Daarna was hij achtereenvolgens assistent van prof. Fokker aan de Technische Hogeschool te Delft, ingenieur op het Radiolaboratorium van de P.T.T. te 's-Gravenhage (1925), ingenieur op het Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips Gloeilampenfabrieken te Eindhoven (1928) en hoofdingenieur aldaar (1951). Met ingang van 1 april 1957 trad hij als wetenschappelijk hoofdambtenaar in dienst van de Technische Hogeschool te Eindhoven, waar hij een belangrijk aandeel had in de organisatie en opbouw van de afdeling der elektrotechniek. Ingaande 1 september 1960 werd hem hier een onderwijsopdracht verleend in de elektronica.

Buiten en behalve deze activiteiten doceerde hij van 1938 tot 1943 aan het Instituut Technische Opleidingen der N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Eindhoven, was in 1945 lid van het dagelijks bestuur en docent wiskunde bij de Tijdelijke Academie te Eindhoven, gaf van 1949 tot 1953 lessen in de wiskunde en de mechanica aan de Middelbaar Technische School te Eindhoven, was van 1937 tot 1952 voorzitter van de examencommissie van het Nederlands Radiogenootschap, werkte van 1953 tot 1954 mede aan de Middelbare Technische Radioschool Rens en Rens te Hilversum en fungeerde van 1955 tot 1957 als adviseur van Philips' Telecommunicatie Industrie te Hilversum. Hij werkte mede aan het Handboek der Radiotechniek en aan de Schriftelijke cursus voor Middelbaar Radiotechnicus van Rens en Rens te Hilversum en bovendien verschenen van zijn hand vele wetenschappelijke publikaties in binnen- en buitenlandse vaktijdschriften.

INGENIEUR J. ROORDA OVERLEDEN

In Den Haag is zondagavond 24 februari overleden ons lid de heer Ing. J. Roorda, chef van de afdeling Octrooizaken van Van der Heem N.V.

Jurjen Roorda studeerde na het verlaten van de H.B.S. twee jaar aan de T.H. in Delft, daarna aan het Technikum Mittweida in Duitsland en na het behalen van het diploma aldaar nogmaals in Delft.

Na eerst elders op het gebied van de radiotechniek en van de industriële eigendom werkzaam te zijn geweest, trad hij op 1 april 1939 in dienst bij Van der Heem N.V.

De overledene was een bekende figuur in de Nederlandse radiowereld. Zo beleefde zijn boek „Radiotechniek" vele herdrukken, laatstelijk één, verzorgd in samenwerking met zijn zoon Ir. J. P. Roorda.

Reeds sedert vele jaren had hij zitting in examencommissies van het Nederlands Radiogenootschap, H.T.S. en verscheidene andere instellingen. Ruim 25 jaar was hij als docent verbonden aan het Koninklijk Technicum PBNA.

Met hem is een begaafd, veelzijdig en beminnelijk mens heengegaan.

Dr. Ir. J. SMIDT HOOGLERAAR IN DELFT

Dr. Ir. J. Smidt is bij K. B. benoemd tot gewoon hoogleraar in de afdeling der technische natuurkunde aan de Technische Hogeschool te Delft om onderwijs te geven in de theoretische en toegepaste natuurkunde.

Wij wensen hem veel geluk met deze benoeming.

EXAMENREGELING RADIOTECHNICUS

Met verwijzing naar de publikatie op blz. 199 van deel 27 van dit tijdschrift volgt hieronder een nadere mededeling betreffende het examen voor Radiotechnicus.

Met ingang van het *voorjaar 1963* zal de volgende overgangsregeling van kracht zijn.

Het EERSTE gedeelte Radiotechnicus zal schriftelijk worden geëxamineerd volgens het onderstaande rooster.

Ia	9.00—10.30	wisselstroomtheorie.
Ib	10.45—12.15	wiskunde, natuurkunde en electriciteitsleer.
Ic	14.30—16.30	buizen en transistoren.

Onder Ic is te verstaan de stof die behandeld kan worden met behulp van de wisselstroomtheorie en de buizen en transistoren als schakelelementen. (In hoofdzaak als bij de vroegere regeling onder C werd bedoeld).

De candidaat die voor Ia en Ic tezamen minstens 12 punten behaalt, waarbij geen cijfer lager dan 5, en bovendien voor Ib minstens een 6 behaalt, is voor het EERSTE gedeelte geslaagd.

Tijdens het schriftelijk examen zal de candidaat op een daartoe uit te reiken formulier moeten kenbaar maken of hij, na het schriftelijk examen met gunstig gevolg te hebben afgelegd, in dezelfde examenperiode (dat is na ongeveer 6 weken), dan wel in een volgende examenperiode (uiterlijk binnen 2 jaar na dit schriftelijk examen) het TWEEDE gedeelte wenst af te leggen. Hij die op deze wijze de wens te kennen heeft gegeven om in dezelfde periode het TWEEDE gedeelte af te leggen, zal zonder nadere aanmelding daartoe worden opgeroepen.

Hij die niet in dezelfde periode, doch later, het TWEEDE gedeelte (mondeling en praktisch) wenst af te leggen, moet zich hiertoe opnieuw aanmelden en wel uiterlijk binnen 2 jaar na het afgelegde schriftelijk examen.

Formulieren hiervoor worden op aanvraag door het Secretariaat toegezonden. De aanmelding dient te geschieden: voor het VOORJAAR-examen uiterlijk 15 maart en voor het NAJAAR-examen uiterlijk 15 september.

Op het TWEEDE deel zal uitsluitend mondeling en praktisch geëxamineerd worden in de vakken:

IIa	radiotechnische toepassingen	1 uur.
IIb	metingen	1 uur.
IIc	werkstukje	3 uur.

Een en ander geheel binnen het kader van de eisen genoemd in de uitgave „Eisen en Reglementen" van april 1959.

De candidaat die voor IIa en IIb tezamen minstens 12 punten, waarbij geen cijfer lager dan 5, heeft behaald en bovendien voor IIc tenminste het cijfer 6, is geslaagd.

De candidaat die voor IIc een cijfer lager dan 6 doch niet lager dan 5 heeft behaald, kan in aanmerking komen voor een herexamen voor dit onderdeel, wanneer hij voor elk der beide andere vakken (IIa en IIb) tenminste het cijfer 6 heeft behaald.

VERSLAG VAN HET EXAMEN VOOR RADIOTECHNICUS EN RADIOMONTEUR GEHOUDEN IN HET NAJAAR 1962

De schriftelijke examens werden gehouden op 8 en 15 oktober 1962. De mondelinge examens vonden plaats op 19, 20, 26, 27 november, 3, 4, 10 en 11 december 1962.

Het resultaat van het examen is hieronder vermeld.

SCHRIFTELIJK

	deelgenomen	vrijstelling	afgewezen
radiotechnicus	194	—	87
radiomonteur	163	—	63

MONDELING

	deelgenomen	afgewezen	teruggetrokken	herexamen	geslaagd
radiotechnicus	107	42	1	6	58
radiomonteur	100	35	—	4	61

HEREXAMEN

	deelgenomen	afgewezen	geslaagd
radiotechnicus	15	—	15
radiomonteur	10	1	9

Aan één candidaat radiotechnicus (M. H. de Wit uit Geldrop) werd de WERA-fonds examenprijs toegekend.

EXAMENS RADIOMONTEUR EN RADIOTECHNICUS

De schriftelijke en mondelinge examens voor Radiomonteur en Radiotechnicus (voorjaar 1963) worden gehouden op:

SCHRIFTELIJK

Radiomonteur	1 april 1963
Radiotechnicus	8 april 1963

MONDELING *)

Radiomonteur	Radiotechnicus
16 mei 1963	27 mei 1963
17 „ „	28 „ „
4 juni „	10 juni „
5 „ „	11 „ „
17 „ „	24 „ „
18 „ „	25 „ „

De examens worden afgenomen in het gebouw „Haagse Dierentuin", Koningskade 3 te 's-Gravenhage.

*) Eventuele wijzigingen voorbehouden.

NIEUWE LEDEN

Ir. C. J. van Elk, Kretschmar van Veenlaan 63, Hilversum.
Ir. C. H. ter Hark, Wolvenlaan 209, Hilversum.
Ir. H. Heitink, Zevenenderdrift 48, Laren N.H.
Ir. Tj. v. d. Meulen, De Dissel 29, Laren N.H.
Ir. P. Plomp, Hobbemalaan 5, Hilversum.
Ir. G. A. van der Spek, De Sitterlaan 44, Leiden.
Ir. H. A. Teunissen, G. van Amstelstraat 327, Hilversum.
Ir. N. B. J. Weyland, Dr. J. W. Paltelaan 102, Zoetermeer.

VOORGESTELDE LEDEN

Ir. D. Breeuwsma, Floraplein 9, Eindhoven.
Ir. A. Van Egmond, Gladiolusstraat 2, Wassenaar.
Ir. P. den Toonder, Julianalaan 11, Dubbeldam.

NIEUWE ADRESSEN VAN LEDEN

Ir. C. Dullemond, Prins Bernhardlaan 135, Voorburg Z.H.
Dr. A. D. Fokker, Kruislaan 17, Bilthoven.
Ir. J. M. L. Janssen, v. d. Dussenweg 4, Delft.
Ir. J. P. M. Schalkwijk, Vermeerlaan 39, Hilversum.
J. W. A. v. d.Scheer, Pr. Bernhardlaan 62, Leidschendam.
Prof. dr. ir. J. Smidt, v. d. Dussenweg 8, Delft.
Ir. J. J. Verhoeven, Burghplein 8, Eindhoven.
Ir. E. Willems, Vermeerstraat 3, Son (N.B.).
Ir. D. H. Wolbers, Gustav Mahlerlaan 32, Voorschoten.
Ir. P. Wolterson, Blesboklaan 2a, Hilversum (correctie).

BEDANKT ALS LID

Mr. W. Broertjes, Westeinde 12, Amsterdam-C.
Ir. F. C. de Graaff, Beetslaan 198, Rijswijk Z.H.
Ir. J. M. Tol, 2062 St. Germain Bld, Ville St. Laurent, Montreal (P.Q.) Canada.
Ir. M. Ziegler, c/o Philips Chilena S.A. de Productos Eléctricos, Casilla 2687, Santiago de Chile, Chili.

Dit nummer werd gedrukt op 15 maart 1963.